

PCT

世界知的所有権機関

国際事務局

特許協力条約に基づいて公開

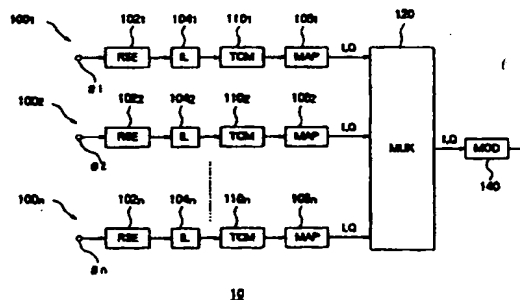


WO 9607260A1

(51) 国際特許分類6 H04L 27/00, H04N 7/13		A1	(11) 国際公開番号 WO96/07260
			(43) 国際公開日 1996年3月7日 (07.03.96)
(21) 国際出願番号 PCT/JP95/01736 (22) 国際出願日 1995年8月31日 (31.08.95)  (30) 優先権データ 特願平6/207806 1994年8月31日 (31.08.94) JP 特願平6/249601 1994年10月14日 (14.10.94) JP  (71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) ソニー株式会社 (SONY CORPORATION) [JP/JP] 〒141 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo, (JP) (72) 発明者: および (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ) 池田 保 (IKEDA, Tamotsu) [JP/JP] 池田康成 (IKEDA, Yasunari) [JP/JP] 岡田隆宏 (OKADA, Takahiro) [JP/JP] 〒141 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo, (JP) (74) 代理人 弁理士 佐藤隆久 (SATO, Takahisa) 〒111 東京都台東区柳橋2丁目4番2号 宮木ビル4F 創造国際特許事務所 Tokyo, (JP)		(81) 指定国 JP, KR, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).  添付公開書類 国際調査報告書	

(54) Title: SIGNAL TRANSMITTER, SIGNAL RECEIVER, AND SIGNAL TRANSMITTING-RECEIVING METHOD

(54) 発明の名称 信号送信装置、信号受信装置および信号送受信方法



## (57) Abstract

A signal transmitter, a signal receiver, and a signal transmitting-receiving method which are used for, for example, digital television broadcasting and by which television pictures and sounds of high quality can be transmitted when the signal level is high on the receiving side and those of somewhat high quality even when the signal level is low. The signal transmitter (10) divides the information sequence into a plurality of input signals in accordance with the respective importances of the data contained in the information, encodes the input signals at different encoding rates, multiplexes the signals together to time slots for transmission, modulates the signals by a different multilevel modulating method for every time slot corresponding to the encoded signals and transmits the modulated signals to a signal receiver (30) through a communication transmission line (20) such as a satellite communication channel. The receiver (30) demodulates, separates, and decodes the encoded signals from the modulated signals received through the line (20) by a different demodulating method for every time slot corresponding to the encoded signals contained in the received signals.

# (57) 要約

本発明は、例えばディジタルテレビジョン放送に用いられるものであって、受信側において信号レベルが大きい場合に良好なテレビジョン映像および音声を提供し、信号レベルが小さい場合においてもある程度の品質のテレビジョン映像および音声を提供する。信号送信装置(10)は入力情報系列を、そのデータの内容の重要度に応じて分割して複数の入力信号とし、入力信号をそれぞれ異なる符号化率で符号化し、伝送用のタイムスロットに多重化し、符号化信号に対応するタイムスロットごとに異なる多値変調方法で変調して衛星通信回線等の通信伝送路(20)を介して信号受信装置(30)に対して伝送する。信号受信装置(30)は、受信した信号に含まれる符号化信号に対応し、タイムスロットごとに異なる復調方法により、通信伝送路(20)から受信した変調信号から符号化信号それぞれを復調して分離し、復号して入力信号それぞれを再生する。

## 情報としての用途のみ

PCTに基づいて公開される国際出願をパンフレット第一頁にPCT加盟国を特定するために使用されるコード

AL	アルバニア	DK	デンマーク	LK	スリランカ	PT	ポルトガル
AM	アルメニア	EE	エストニア	LR	リベリア	RU	ロシア連邦
AT	オーストリア	ES	スペイン	LS	レソト	SE	スウェーデン
AU	オーストラリア	FI	フィンランド	LT	リトアニア	SG	シンガポール
AZ	アゼルバイジャン	FR	フランス	LV	ラトヴィア	SI	スロベニア
BB	バルバドス	GB	イギリス	MC	モナコ	SK	スロバキア共和国
BE	ベルギー	GE	グルジア	MD	モルドバ	SS	ス威士チランド
BG	ブルガリア	GN	ギニア	MG	マダガスカル	TD	チュニジア
BH	バーレーン	GR	ギリシャ	MK	マケドニア共和国	TM	トルクメニスタン
BY	ベラルーシ	HU	ハンガリー	ML	マリ	TR	トルコ
CA	カナダ	IE	アイルランド	MN	モンゴル	TT	トリニダード・トバゴ
CC	中央アフリカ共和国	IT	イタリア	MR	モーリタニア	UA	ウクライナ
CG	コンゴ	JP	日本	MW	モザンビーク	UG	ウガンダ
CH	スイス	KE	ケニア	MX	メキシコ	US	米国
CI	コート・ジボワール	KG	キルギスタン	NL	ネーデルラント	UZ	ウズベキスタン共和国
CM	カメルーン	KR	朝鮮民主主義人民共和国	NO	ノルウェー	VN	ベトナム
CN	中国	KZ	カザフスタン	NZ	ニュージーランド		
DE	ドイツ	LI	リヒテンシュタイン	PL	ポーランド		

## 明細書

### 信号送信装置、信号受信装置および信号送受信方法

#### 技術分野

本発明は、ディジタル形式のデータを、例えば無線回線等の伝送路を介して伝送するために用いられる信号送信装置、信号受信装置およびこれらの方法に関する。

#### 背景技術

ディジタル形式のデータを、データ誤り（伝送誤り）が発生しやすい通信回線（伝送路）を介して伝送する場合には、一般的に、伝送されるべきデータに対して所定の符号化処理を行ってから伝送するという方法がとられる。

例えば、無線回線を介してデータ伝送を行う場合、特に、衛星通信回線を介してデータの伝送を行う場合には、受信側における受信信号の強度（信号レベル）が非常に低くなるのでデータ誤りが発生しやすい。また、地上波を用いた通信回線（地上波通信回線）を介してデータの伝送を行う場合であっても、サービス範囲の端の地域では受信レベルが低くなってしまいうので、データ誤りが発生しやすくなる。

したがって、伝送されるべきデータが高効率符号化方法により高い圧縮率で符号化されている場合、受信側における復号処理の過程で嚴重にデータ誤り対策を行う必要がある。

例えば、受信側の復号処理において、データ誤りを生じたデータ以外のデータに影響を及ぼす（データ誤りが伝播してしまう）場合があり、このような場合にはデータ誤りに対しての対策を特に嚴重にとる必要がある。

上述の事情により、衛星通信回線を介したデータ伝送を行う場合、受信信号の搬送波電力対雑音電力比（C/N比）が小さくなるので、一般的に、伝送しよう

とするデジタル形式のデータを、例えばリードソロモン (Reed Solomon) 符号といったブロック符号を用いた符号化により符号化した後、さらに、畳み込み符号化により伝送路誤り訂正符号化して伝送路符号を生成する。

このようにデータ誤りに対して対策を施した伝送路符号を、QPSK変調方法等により変調して通信回線を介して伝送するといった方法がとられる。

一方、衛星通信回線よりも良好な受信信号のC/N比が得られる地上波通信回線では、伝送効率を上げるために、例えば16QAMや32QAMといった多値変調方法により伝送符号を変調してデータ伝送を行うことが多い。

さらに、最近は、誤り訂正技術と変調技術を統合した伝送路符号化方式として符号化変調方式が用いられるようになってきている。符号化変調方式のうち、誤り訂正符号としてトレリス (Trellis) 符号を用いるものを、特にトレリス符号化変調 (TCM) という。

一般に、データ伝送に誤り訂正符号を用いる方法には、符号化率を小さくすると、つまり、伝送しようとする情報のデータ量と、通信回線上を実際に伝送される情報のデータ量との比を小さくすると、誤り訂正能力は高くなるが、伝送しようとするデジタル情報の伝送効率 (スループット) が低下し、逆に、符号化率を大きくすると、スループットは大きくなるが、誤り訂正能力が低くなるという性質がある。

一方、衛星通信回線を介したデータ伝送には、受信アンテナの利得により、あるいは、気象条件によって受信レベルが大きく変動してしまうという性質がある。

また、地上波通信回線を介したデータ伝送には、送信側と受信側との位置関係により受信レベルが変動するという性質がある。つまり、送信側から近い地域に受信側が存在する場合には受信レベルが高くなるが、送信側から離れた地域に受信側が存在する場合には受信レベルが低くなってしまう。

これらの無線通信回線を介してデータ伝送を行う場合、受信レベルが低い時に

はC/N比が小さくなり、データ誤りが発生しやすくなる。C/N比がさらに小さくなって、伝送符号の持つ誤り訂正能力を超えるデータ誤りが発生すると、データ誤りを訂正できなくなってしまう。つまり、データを高能率符号化した場合、受信側でC/N比が悪化すると、元のデータを正しく再生できなくなる。

ここで、図1および図2を参照して、高能率符号化されたディジタル形式のテレビジョン信号をデータ伝送する場合を例に、上述した無線通信回線を介したデータ伝送に係る問題点、および、この問題点に対する対策を具体的に説明する。

図1は、無線通信回線を介してテレビジョン信号のデータ伝送を行う場合の受信側における搬送波電力対雑音電力比(C/N比)、および、再生されたテレビジョン信号の信号電力対雑音電力比(S/N比)と、データ再生の可能性との関係を示す図である。

図2は、無線通信回線を介してテレビジョン信号のデータ伝送を行う場合の受信側におけるC/N比、および、再生されたテレビジョン信号のS/N比と、データ再生の可能性の望ましい関係を示す図である。

なお、図1および図2の縦軸の信号電力対雑音電力比(S/N比)は、送信側において、伝送されるべきデータに対して施される符号化により定まる値である。

図1に斜線で示すように、受信側において、所定の値以上に受信信号のC/N比が確保されている領域(受信レベルII)においては、受信信号から完全にテレビジョン信号のデータを復号することができるので、良好なテレビジョン映像を再生することができる。

一方、受信側において、受信信号のC/N比が所定の値以下になる領域(受信レベルI)においては、データ誤りのために正しくテレビジョン信号を復号することができないので、テレビジョン映像を全く再生できなくなる。

しかしながら、実際のテレビジョン放送の運用においては、図2に示すように

、受信側におけるC/N比の変化に従って、テレビジョン信号の受信品質（S/N比）が変動する方が望ましい。

つまり、実際のテレビジョン放送においては、図2に示すように、受信側において信号レベルが高くて良好なC/N比が得られる領域（受信レベルIII）においては高品位のテレビジョン映像および音声再生され、受信レベルIIIよりもやや受信レベルが高くなっている領域（受信レベルII）においては、多少品位が低下しているテレビジョン映像および音声再生されるようにしておくことが望ましい。

このようにすることが望ましい理由は、図1に示したように、C/N比が一定以下になった場合に、受信側で全くテレビジョン信号を再生不可能になるよりも、図2に示すように、C/N比が低下した場合に、品位は低下してはいるが、その映像の内容が理解可能な程度の映像信号が受信側で再生可能としておくほうが、テレビジョンの視聴者にとっては望ましいからである。

図2に示したような受信信号のC/N比とS/N比との関係を実現するためには、送信側において、伝送されるべきデータに対する符号化処理に階層的な手法を用いる必要がある。つまり、送信側で、伝送されるべきデータを絶対に必要な重要情報と付加的な情報とに階層的に分けて符号化して伝送し、受信側で、信号レベルが高い時には高い伝送速度で全てのデータを受信し、受信側の信号レベルが低い時には低い伝送速度で再生に絶対必要な重要情報のみを受信するような手法、換言すると、受信側における受信状態に対応してスループットを変更することができるデータ伝送の手法が必要になる。

本発明は、以上説明した従来技術の問題点に鑑みてなされたものであり、例えばテレビジョン信号をディジタル形式でデータ伝送する場合に、受信側において信号レベルが高い場合に良好なテレビジョン映像および音声を提供することができるとともに、信号レベルが低い場合においてもある程度の品質のテレビジョン映像および音声を提供する、いわゆるグレースフルデグラデーション（graceful

degradation) を実現可能な信号送信装置、信号受信装置およびこれらの方法を提供することを目的とする。

また、本発明は、上述した受信信号の  $C/N$  比と再生したデータの  $S/N$  比との関係、つまり、受信側における受信信号の  $C/N$  比が一定値以下になった場合に、 $C/N$  比に応じて再生したデータの  $S/N$  比が低下する関係を実現可能な信号送信装置、信号受信装置およびこれらの方法を提供することを目的とする。

また、本発明は、受信状態、つまり、受信信号の  $C/N$  比に応じたスループットでデータ伝送が可能な信号送信装置、信号受信装置およびこれらの方法を提供することを目的とする。

#### 発明の開示

上記目的を達成するために、本発明に係る信号送信装置は、複数の入力信号を、該入力信号それぞれに対応した符号化率で誤り訂正符号化した複数の符号化信号を生成する符号化手段と、前記複数の符号化信号を、該符号化信号を所定の順序に多重化する多重化手段と、前記多重化された符号化信号を変調して出力する変調手段とを有する。

好適には、前記符号化手段は、前記複数の入力信号それぞれを、該入力信号の重要度が高ければ高いほど小さい符号化率で該入力信号を符号化し、該入力信号の重要度が低ければ低いほど大きい符号化率で符号化する。

好適には、前記複数の入力信号は、全体としては 1 つの信号を構成するものであって、重要度に応じて  $n$  個の入力信号に分割されており、上記  $n$  個の入力信号のそれぞれに対応して、前記符号化手段は入力信号をブロック符号化するブロック符号化手段と、ブロック符号化された前記入力信号をインターリーブするインターリーブ手段と、前記インターリーブされた入力信号を畳み込み符号化する畳み込み符号化手段とを  $n$  系統有する。

好適には、前記  $n$  系統の畳み込み符号化手段のそれぞれの構成を変えることに

より前記符号化率を変える。

好適には、さらに前記畳み込み符号化手段により符号化された信号に対してバンクチャリング処理を行うバンクチャリング手段を有し、該バンクチャリング処理により前記符号化率を変える。

好適には、前記複数の入力信号は、全体としては1つの信号を構成するものであって、重要度に応じて $n$ 個の入力信号に分割されており、上記 $n$ 個の入力信号のそれぞれに対応して、前記符号化手段は入力信号をブロック符号化する手段と、ブロック符号化された前記入力信号をインターリーブするインターリーブ手段と、前記インターリーブされた入力信号をトレリス符号化するトレリス符号化手段とを $n$ 系統有する。

好適には、前記変調手段は、前記多重化された複数の符号化信号それぞれを、入力信号の重要度に対応した個別の多値変調方法で変調を行う。

好適には、前記変調手段は、前記符号化信号の重要度が高ければ高いほど1信号点当たりの情報量が少ない多値変調方法で変調し、前記符号化信号の重要度が低ければ低いほど1信号点当たりの情報量が多い多値変調方法で変調する。

好適には、さらに前記多重化された符号化信号を、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換した時間領域信号を生成する変換手段を有し、前記変調手段は、該変換手段からの出力をOFDM変調して出力する。

好適には、前記複数の入力信号のそれぞれに対して複数のOFDM変調キャリアが割り当てられ、OFDM変調キャリア全てにおいて同一の変調方式で変調を行う。

好適には、さらに前記多重化された符号化信号を、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換する時間領域信号を生成する変換手段を有し、前記変調手段は、該変換手段からの出力をOFDM変調して出力する。

好適には、前記複数の入力信号のそれぞれに対して複数のOFDM変調キャリアを割当て、前記入力信号それぞれに対応する複数のOFDMキャリアごとに変



調方式を変えて変調する。

本発明に係る信号送信装置において、符号化手段は、全体として1つの伝送信号、例えばテレビジョン放送信号を構成する複数の入力信号、例えば、基本的な映像および音声の再生に必要な重要な基本信号と、画質の向上に必要な付加信号とを階層化して符号化する。つまり、符号化手段は、基本信号は通信伝送路上のノイズ等を受けても誤り訂正がしやすい低い符号化率で符号化し、通信伝送路上のノイズ等を受けた場合に誤り付加信号を誤り訂正しにくい、伝送効率が高い符号化率で符号化し、それぞれ符号化信号を生成する。

多重化手段は、生成した符号化信号を多重化する。

変調手段は、多重化された符号化信号を、それぞれ符号化信号に対応する多値変調方式により変調する。つまり、変調手段は、基本信号の符号化信号を1信号点当たりの情報量が少ない多値変調方式で変調し、付加信号の符号化信号を1信号点当たりの情報量が少ない多値変調方式で変調する。

このように、重要性が高い入力信号（基本信号）を、誤り訂正がしやすい低い符号化率で符号化し、さらに、通信伝送路上でノイズ等の影響を受けにくい変調方式で変調して、受信側のC/N比が低い場合でも確実に受信可能にする。

また、重要性が低い入力信号（付加信号）を、誤り訂正の点では劣るが、伝送効率がよい高い符号化率で符号化し、さらに、伝送レートを高くすることができる変調方式で変調して、通信伝送路における伝送帯域幅の拡大を防止する。

また、本発明に係る信号受信装置は、複数の入力信号それぞれを前記複数の入力信号それぞれに対応した符号化率で誤り訂正符号化された複数の符号化信号を、所定の順序に多重化し、該多重化された複数の符号化信号を変調した伝送信号を受信する信号受信装置であって、前記変調された伝送信号を復調し、復調信号を生成する復調手段と、前記復調信号から前記多重化された複数の符号化信号に分離する分離手段と、分離された前記複数の符号化信号それぞれを、前記複数の符号化信号それぞれに対応する誤り訂正復号方式で復号して復号信号として出力

する復号手段とを有する。

好適には、前記複数の入力信号は、全体としては1つの信号を構成するものであって、重要度に応じて $n$ 個の入力信号に分割されており、前記複数の入力信号それぞれは、該入力信号の重要度が高ければ高いほど小さい符号化率で該入力信号を符号化され、該入力信号の重要度が低ければ低いほど大きい符号化率で符号化されており、前記復号手段では、復号された $n$ 個の復号信号の内、誤り訂正不可能な誤りが発生していない復号信号のみを出力する。

好適には、前記多重化された複数の符号化信号それぞれは入力信号の重要度に対応した個別の多値変調方法で変調されており、前記復調手段は、受信した伝送信号は送信側で変調された変調方式に対応する復調方式で復調する。

好適には、前記 $n$ 個の入力信号のそれぞれはブロック符号化処理、インターリーブ処理、畳み込み符号化処理をされた後、多重化されて変調されており、前記復号手段は、分離手段により分離された前記複数の符号化信号をビタビ復号するビタビ復号手段と、ビタビ復号された信号をデインターリーブするデインターリーブ手段と、デインターリーブされた信号をブロック復号するブロック復号化手段とからなる。

好適には、前記多重化された符号化信号は、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換され、前記複数の入力信号のそれぞれに対して割当てられた複数のOFDM変調キャリアを用いると共に、全てのOFDMキャリアにおいて同一の変調方式でOFDM変調されており、上記復調手段は、OFDM変調キャリア全てにおいて同一の復調方式で復調を行うOFDM復調手段と、復調された復調信号を時間領域信号から周波数領域信号に変換する変換手段とからなる。

好適には、前記 $n$ 個の入力信号のそれぞれはブロック符号化処理、インターリーブ処理、トレリス符号化処理をされた後、多重化されて変調されており、前記復号手段は、分離手段により分離された前記複数の符号化信号をビタビ復号するビタビ復号手段と、ビタビ復号された信号をデインターリーブするデインターリ

ープ手段と、デインターリーブされた信号をブロック復号するブロック復号化手段とからなる。

好適には、前記多重化された符号化信号は、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換され、前記複数の入力信号のそれぞれに対して割当てられた複数のOFDM変調キャリアを用いると共に、前記入力信号それぞれに対応する複数のOFDMキャリアごとに変調方式を変えてOFDM変調されており、前記復調手段は、前記入力信号それぞれに対応する複数のOFDMキャリアごとに復調方式を換えて復調する。

本発明に係る信号受信装置は、上述した本発明に係る信号送信装置から所定の通信伝送路を介して伝送されてきた受信信号から、入力信号を再生する装置である。本発明に係る信号受信装置において、復調手段は、信号送信装置の変調手段における変調方式に対応する復調方式で、受信信号に含まれる符号化信号をそれぞれ復調する。

分離手段は、復調手段により復調された符号化信号それぞれを分離する。

復号手段は、信号送信装置の符号化手段において、符号化信号それぞれに対して施された符号化の符号化方式に対応する復号手段で復号化手段それぞれを復号し、入力信号を再生する。

復号手段における復号方式と、復号の対象となる符号化手段が一致しない場合、正しい復号を行うことができない。このため、入力変更手段により、符号化手段の少なくともいずれかの復号後の誤り率が所定の値以下となるまで、復号方式と符号化手段との一致を図るために符号化信号に対する復号方式を変更して、これらの一致（同期）を図る。

また、本発明に係る信号送受信方法は、全体としては1つの信号を構成するデジタル信号を重要度に応じて複数の入力信号に分割し、誤り訂正符号化及び変調処理を施し、伝送路を介して受信側に送信する信号送受信方法であって、送信側では、前記複数の分割された入力信号それぞれを前記複数の入力信号それぞれに

対応した符号化率で誤り訂正符号化された複数の符号化信号を、所定の順序に多重化し、該多重化された複数の符号化信号を変調して送信し、受信側では、受信した変調された伝送信号を復調し、復調された信号から前記複数の符号化信号に分離し、分離された前記複数の符号化信号それぞれを、前記複数の符号化信号それぞれに対応する誤り訂正復号方式で復号して復号信号として出力する。

好適には、前記送信側の前記誤り訂正符号化では、前記入力信号の重要度が高ければ高いほど小さい符号化率で該入力信号を符号化し、該入力信号の重要度が低ければ低いほど大きい符号化率で符号化する。

好適には、前記送信側では、前記多重化された複数の符号化信号それぞれを、入力信号の重要度に対応した個別の多値変調方法で変調し、前記受信側では、受信した伝送信号が送信側で変調された変調方式に対応する復調方式で復調する。

好適には、前記送信側では、前記符号化信号の重要度が高ければ高いほど1信号点当たりの情報量が少ない多値変調方法で変調し、前記符号化信号の重要度が低ければ低いほど1信号点当たりの情報量が多い多値変調方法で変調する。

好適には、前記送信側では、前記多重化された符号化信号を、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換し、該変換された信号をOFDM変調して出力し、前記受信側では、受信した信号をOFDM復調し、復調された信号を時間領域の信号から周波数領域の信号に変換して前記複数の符号化信号に分離する。

好適には、前記送信側では、前記誤り訂正符号化として、ブロック符号化処理、インターリーブ処理、畳み込み符号化処理を行い、前記受信側では、誤り訂正復号化として、ビタビ復号処理、デインターリーブ処理、ブロック復号処理を行う。

好適には、前記送信側では、前記複数の入力信号のそれぞれに対して複数のOFDM変調キャリアが割り当てられ、OFDM変調キャリア全てにおいて同一の変調方式で変調を行う。

好適には、前記送信側では、前記誤り訂正符号化として、ブロック符号化処理

、インターリーブ処理、トレリス符号化処理を行い、前記受信側では、誤り訂正復号化として、ビタビ復号処理、デインターリーブ処理、ブロック復号処理を行う。

好適には、前記送信側では、前記複数の入力信号のそれぞれに対して複数のOFDM変調キャリアを割当て、前記入力信号それぞれに対応する複数のOFDMキャリアごとに変調方式を変えて変調する。

#### 図面の簡単な説明

図1は、無線通信回線を介してテレビジョン信号のデータ伝送を行う場合の受信側におけるC/N比、および、再生されたテレビジョン信号のS/N比と、データ再生の可能性との関係を示す図である。

図2は、無線通信回線を介してテレビジョン信号のデータ伝送を行う場合の受信側におけるC/N比、および、再生されたテレビジョン信号のS/N比と、データ再生の可能性の望ましい関係を示す図である。

図3は、第1の実施例における本発明に係る信号伝送システムの構成を示す図である。

図4は、図3に示した信号送信装置の構成を示す図である。

図5は、図3に示した信号受信装置の構成を示す図である。

図6は、図4に示した変調回路の構成を示す図である。

図7は、図5に示した復調回路の構成を示す図である。

図8は、図3に示した信号送信装置から伝送される変調信号を説明する図である。

図9は、第2の実施例における本発明に係る信号伝送システムの構成を示す図である。

図10は、図9に示した信号送信装置の構成を示す図である。

図11は、図9に示した信号受信装置の構成を示す図である。

図 1 2 は、図 1 0 に示した第 1 のトレリス符号化回路 (1 1 0<sub>1</sub>) の構成を示す図である。

図 1 3 は、図 1 0 に示した第 2 のトレリス符号化回路 (1 1 0<sub>2</sub>) の構成を示す図である。

図 1 4 は、図 1 0 に示した多重化回路により多重化された第 1 のマッピング信号を 1 6 Q A M 変調する場合の信号点を示す図である。

図 1 5 は、図 1 0 に示した多重化回路により多重化された第 2 のマッピング信号を 6 4 Q A M 変調する場合の信号点を示す図である。

図 1 6 は、第 2 の実施例における信号伝送システムにより無線通信回線を介してテレビジョン信号のデータ伝送を行う場合の受信側における C/N 比、および、再生されたテレビジョン信号の S/N 比と、データ再生の可能性との関係を示す図である。

図 1 7 は、第 3 の実施例における本発明に係る信号受信装置の構成を示す図である。

図 1 8 は、図 1 7 に示した比較回路の構成を示す図である。

図 1 9 は、 $n = 4$  の場合の図 1 7 に示した分離回路の構成を示す図である。

図 2 0 は、第 4 の実施例における本発明に係る信号送信装置の構成を示す図である。

図 2 1 は、第 4 の実施例における本発明に係る信号受信装置の構成を示す図である。

図 2 2 は、図 2 0 に示した C N V 回路の構成の一例を示す図である。

図 2 3 は、図 2 0 に示した I D F T 回路において生成された時間領域信号が時間方向の和として変調回路に対して出力される様子を示した図である。

図 2 4 A ~ 図 2 4 C は、図 2 0 に示した I D F T 回路において生成された時間領域信号の実数成分と虚数成分を直交変調する様子を説明する図である。

図 2 5 は、第 5 の実施例における本発明に係る信号送信装置の構成を示す図で

ある。

図 26 は、第 5 の実施例における本発明に係る信号受信装置の構成を示す図である。

図 27 は、第 5 の実施例に示した信号送信装置および信号受信装置を用い、信号受信装置により復号した信号を映像処理・表示装置に表示させるように構成した場合の信号伝送システムにおける  $C/N$  比と  $S/N$  比との関係を示す図である。

図 28 は、第 6 の実施例における本発明に係る信号送信装置の構成を示す図である。

図 29 は、第 6 の実施例における本発明に係る信号受信装置の構成を示す図である。

図 30 は、搬送波の割り当てを示す図である。

図 31 は、図 28 に示した IDFT 回路において生成された時間領域信号が時間方向の和として変調回路に対して出力される様子を示した図である。

図 32 は、第 7 の実施例における本発明に係る信号送信装置の構成を示す図である。

図 33 は、第 7 の実施例における本発明に係る信号受信装置の構成を示す図である。

#### 1 発明を実施する最良の形態

##### 第 1 実施例

以下、図 3～図 8 を参照して本発明の第 1 の実施例を説明する。

第 1 の実施例においては、本発明に係る信号伝送システム 1 を例に、本発明の原理を説明する。

図 3 は、第 1 の実施例における本発明に係る信号伝送システムの構成を示す図である。

図 3 に示すように、信号伝送システム 1 は、信号送信装置 10、通信伝送路 2

0 および信号受信装置 30 から構成される。

図 4 は、図 3 に示した信号送信装置 10 の構成を示す図である。

図 4 に示すように、信号送信装置 10 は、入力信号  $IN_1 \sim IN_n$ 。それぞれに対応して設けられた  $n$  個の符号化回路 100<sub>i</sub> ( $i, n$  は整数、 $1 \leq i \leq n$ 、以下第 1 の実施例において同じ)、多重化回路 (MUX) 120 および変調回路 140 から構成される。

符号化回路 100<sub>i</sub>、それぞれは、入力端子 #  $i$ 、リードソロモン符号化回路 (RSE) 102<sub>i</sub>、インターリーブ回路 (IL) 104<sub>i</sub>、トレリス符号化回路 (TCM) 110<sub>i</sub> およびマッピング回路 (MAP) 106<sub>i</sub> から構成されている。

これらの構成部分により信号送信装置 10 は、信号伝送システム 1 において、伝送しようとするデータ (入力情報系列) を、そのデータの内容の重要度に応じて分割して複数の入力信号  $IN_1 \sim IN_n$  (情報系列) とし、入力信号  $IN_1 \sim IN_n$  をそれぞれ異なる符号化率でトレリス符号化し、伝送用のタイムスロットに多重化し、符号化信号に対応するタイムスロットごとに異なる多値変調方法で変調して、例えば衛星通信回線といった通信伝送路 20 を介して信号受信装置 30 に対して伝送する。

図 5 は、図 3 に示した信号受信装置 30 の構成を示す図である。

図 5 に示すように、信号受信装置 30 は、復調回路 (DEM) 300<sub>i</sub>、分離回路 (DEMUX) 310 および  $n$  個の復号回路 320<sub>i</sub> から構成される。

復号回路 320<sub>i</sub> は、それぞれビタビ (Viterbi) 復号回路 (VIT) 330<sub>i</sub>、デインターリーブ回路 (DIL) 322<sub>i</sub>、リードソロモン復号回路 (RSD) 324<sub>i</sub> および出力端子 #  $i$  から構成される。なお、ビタビ復号回路 330<sub>1</sub>  $\sim$  330<sub>n</sub> のそれぞれの構成は、トレリス符号化回路 110<sub>1</sub>  $\sim$  110<sub>n</sub> のそれぞれに対応するように構成されている。

信号受信装置 30 はこれらの構成部分により、信号伝送システム 1 において、



符号化信号に対応し、タイムスロットごとに異なる復調化方法により、通信伝送路 20 から受信した変調信号から符号化信号を復調し、復調した符号化信号それぞれを分離してビタビ復号し、信号伝送装置 10 での入力信号  $I_{N1} \sim I_{Nn}$ 。それぞれを再生する。

図 6 は、図 4 に示した変調回路 (MOD) の構成を示す図である。

図 6 に示すように、信号送信装置 10 の変調回路 140 は、ディジタル／アナログ変換回路 (D/A 変換回路) 142, 144、乗算回路 146, 148、発振回路 150、移相回路 152、加算回路 154 およびバンドパスフィルタ (BPF) 156 から構成される。

変調回路 140 に入力された直交信号成分 I, Q は、それぞれ D/A 変換回路 142, 144 でアナログ形式の信号に変換され、乗算回路 146, 148 に対して出力される。一方、発振回路 150 は搬送波信号を生成して乗算回路 148 と移相回路 152 とに対して出力し、移相回路 152 は搬送波信号の移相を  $90^\circ$  ( $\pi/2$  ラジアン) 移相して乗算回路 146 に対して出力する。

乗算回路 146, 148 はそれぞれ、アナログ形式の直交信号成分 I, Q と  $90^\circ$  の位相差を有する搬送波信号とを乗算し、加算回路 154 はこれらの乗算結果を加算してバンドパスフィルタ 156 に対して出力する。

バンドパスフィルタ 156 は、所定の周波数帯域幅に加算回路 154 の加算結果を制限し、直交変調信号として出力する。

図 7 は、図 5 に示した復調回路 (DEM) の構成を示す図である。

図 7 に示すように、復調回路 300 は、乗算回路 342, 344、発振回路 350、移相回路 ( $\pi/2$ ) 352、ローパスフィルタ (LFP) 346, 348 アナログ／ディジタル変換回路 (A/D 変換回路) 354, 346 から構成される。復調回路 300 は、変調回路 140 とは逆に、信号送信装置から伝送されてきた信号を復調してディジタル形式の直交信号成分 I, Q として出力する。

以下、信号伝送システム 1 の動作を説明する。

伝送しようとするデータは、信号送信装置 10 に入力される前に、予め重要性に応じた  $n$  個の部分（入力信号  $IN_i$ ）に分割される。分割された入力信号  $IN_i$  の内、例えば重要性が最も高い入力信号  $IN_1$  は入力端子 # 1 に入力され、その次に重要性が高い入力信号  $IN_2$  は入力端子 # 2 に入力されるといったように順次、入力信号  $IN_i$  が入力端子 #  $i$  に入力されてゆき、最も重要性が低い入力信号  $n$  は入力端子 #  $n$  に入力される。

入力端子 #  $i$  にそれぞれ入力された入力信号  $IN_i$  は、リードソロモン符号化回路 102<sub>i</sub> によりリードソロモン符号化され、リードソロモン符号化信号  $RSE_i$  としてインターリーブ回路 104<sub>i</sub> に対して出力される。

ここで、リードソロモン (RS) 符号とは、BCH 符号化の 1 種であって、I. S. リード (Reed) と G. ソロモン (Solomon) により 1960 年に提案された誤り訂正符号である。通常の誤り訂正符号が 1 ビット単位で誤り訂正を行うのに対し、RS 符号は複数ビット単位で誤り訂正を行うことを特徴とする。RS 符号は、バイト単位でデータを取り扱う場合、および、誤りが集中して発生する場合等に適した誤り訂正符号である。

インターリーブ回路 104<sub>i</sub> に入力されたリードソロモン符号化信号  $RSE_i$  は、インターリーブされ、インターリーブ信号  $IS_i$  としてトレリス符号化回路 110<sub>i</sub> に対して出力される。

ここで、インターリーブとは、伝送路においてバースト的に発生するデータ誤りを分散させ、平均的な誤りに変換することにより、効率よく誤り訂正符号の能力を引き出すために用いられる技術をいう。

トレリス符号化回路 110<sub>i</sub> に入力されたインターリーブ信号  $IS_i$  は、入力信号  $IN_i$  に対応した符号化率でトレリス符号化される。つまり、重要度が最も高い入力信号  $IN_1$  に対応するインターリーブ信号  $IS_1$  はトレリス符号化回路 110<sub>i</sub> により、インターリーブ信号  $IS_2 \sim IS_n$  よりも、トレリス符号化前のデータ量がトレリス符号化後のデータ量に対する比が最も小さい（符号化率が

小さい)トレリス符号化により符号化され、トレリス符号化信号 $TC S_i$ としてマッピング回路106<sub>i</sub>に対して出力される。

ここで、通常のデジタル伝送においては、データを誤り訂正符号化する部分と、それを伝送するために変調する部分とは、互いに独立したものとして構成される。この符号化と変調とを結合し、伝送特性を改善とするものを符号化変調という。トレリス符号化方式(トレリス符号化変調方式)は、符号化変調方式の一種であって、1980年代に発表されたG. ウンガーベック(Ungerboeck)の畳み込み符号とデジタル変調を一体化したトレリス符号化変調方式の論文を発端として、研究開発が活発に行われるようになったものである。

また、インターリーブ信号 $IS_i$ は、トレリス符号化回路110<sub>i</sub>により、対応する入力信号 $IN_i$ の重要性が高ければ高いほど符号化率が小さいトレリス符号化により符号化され、トレリス符号化信号 $TC S_i$ としてマッピング回路106<sub>i</sub>に対して出力される。

同様に、インターリーブ信号 $IS_n$ は、対応する入力信号 $IN_n$ の重要性が最も低いので、トレリス符号化回路110<sub>n</sub>によりインターリーブ信号 $IS_1 \sim IS_{n-1}$ よりも符号化率が大きいトレリス符号化により符号化され、トレリス符号化信号 $TC S_n$ としてマッピング回路106<sub>n</sub>に対して出力される。

上述のように、トレリス符号化信号 $TC S_i$ は、符号化率が小さければ小さいほどデータ誤りを訂正する能力が高く、信頼性が高い。したがって、トレリス符号化回路110<sub>i</sub>それぞれにおいて、入力信号 $IN_i$ の重要性に対応した符号化率で符号化することにより、入力信号 $IN_1 \sim IN_n$ それぞれの重要性に応じたデータ誤りに対する訂正能力を有するトレリス符号化信号 $TC S_i$ を生成することができる。

マッピング回路106<sub>i</sub>に入力されたトレリス符号化信号 $TC S_i$ は、その値に対応する例えばQAM変調方法の信号点に当てはめられる。つまり、マッピング回路106<sub>i</sub>は、トレリス符号化信号 $TC S_i$ を、対応するQAM変調方法の

デジタル変調信号点に対応する振幅と位相情報に割り当て、それぞれ互いに直交する2つの直交信号成分I, Qからなるマッピング信号MPS<sub>i</sub>として多重化回路120に対して出力する。

多重化回路120に入力されたマッピング信号MPS<sub>i</sub>は、伝送用のn個のタイムスロットTS<sub>1</sub>～TS<sub>n</sub>の内の対応するタイムスロット(タイムスロットTS<sub>i</sub>)に割り当てられて多重化され、互いに直交する直交信号成分I, Qからなる多重化信号として変調回路140に対して出力される。

変調回路140に入力された多重化信号は、タイムスロットTS<sub>i</sub>それぞれに対応する変調方法で変調される。つまり、タイムスロットTS<sub>i</sub>で伝送される符号化信号CS<sub>i</sub>が3ビットのデータであり、タイムスロットTS<sub>i+1</sub>で伝送される符号化信号CS<sub>i+1</sub>が4ビットのデータであるような場合、変調回路140はタイムスロットTS<sub>i</sub>の符号化信号CS<sub>i</sub>を8PSK(8QAM)変調し、タイムスロットTS<sub>i+1</sub>の符号化信号CS<sub>i+1</sub>を16QAM変調する。変調回路140が多重化信号I, Qを変調して生成した変調信号は、通信伝送路20を介して信号受信装置30に対して伝送される。

以下、図8を参照して信号送信装置10から通信伝送路20を介して信号受信装置30に対して伝送される変調信号を説明する。

図8は、図3に示した信号送信装置から伝送される変調信号を説明する図である。

図8に示すように、信号伝送システム1において、信号送信装置10が通信伝送路20を介して信号受信装置30に伝送する変調信号は、タイムスロットごとに変調方式が刻々と変化してゆくという特徴がある。

上述のように、入力端子#1～#nから入力された入力信号IN<sub>i</sub>は、符号化回路100<sub>i</sub>を経てマッピング信号MPS<sub>i</sub>となり、多重化回路120で多重化され、変調回路140で変調されて変調信号となる。

これらの変調信号は、図8中に符号a～dを付してそれぞれ示すタイムスロ

トTS<sub>1</sub>～TS<sub>n</sub>に、それぞれ8PSK, 16QAM, 32QAM, ..., 128QAM変調された符号化信号CS<sub>1</sub>～CS<sub>n</sub>が多重化される。

以下、信号受信装置30の動作を説明する。

信号送信装置10から通信伝送路20を介して変調信号を受信した信号受信装置30は、変調信号に対して信号送信装置10とほぼ逆の処理を順次、行って入力信号IN<sub>1</sub>を復号する。

信号送信装置10から通信伝送路20を介して信号受信装置30に伝送されてきた変調信号は、復調回路300により復調されて直交信号成分I, Qからなる復調信号として分離回路310に対して出力される。

ここで、復調回路300は、受信開始時に8PSK変調に対する復調動作を行うが、受信した信号が、例えば32QAM変調されたものであった場合には、当然のことながら正しく復調されず、ビタビ復号回路330<sub>1</sub>におけるデータ誤り率が大きくなる。しかし、その後、復調回路300が8PSK変調された信号を復調するようになった場合には、ビタビ復号回路330<sub>1</sub>でのデータ誤り率が小さくなる。したがって、この時以降は、16QAM, 32QAM, ..., 128QAM, 8PSKといったように、復調方法を順番に変更することにより、正確な復調が可能になる。この復調信号は、信号送信装置10の多重化回路120から変調回路140に対して出力される多重化信号に対応する。

分離回路310に入力された復調信号は、タイムスロットごとに分離されて分離信号DS<sub>1</sub>として復号回路320<sub>1</sub>のビタビ復号回路330<sub>1</sub>に対して出力される。この分離信号DS<sub>1</sub>は、マッピング回路106<sub>1</sub>から多重化回路120に対して出力されるマッピング信号MPS<sub>1</sub>に対応する。

ビタビ復号回路330<sub>1</sub>に入力された分離信号DS<sub>1</sub>はビタビ復号され、ビタビ復号信号VDS<sub>1</sub>としてデインターリーブ回路322<sub>1</sub>に対して出力される。このビタビ復号信号VDS<sub>1</sub>は、インターリーブ回路104<sub>1</sub>からトレリス符号化回路110<sub>1</sub>に対して出力されるインターリーブ信号IS<sub>1</sub>に対応する。

ここで、ビタビ復号方式は、誤り訂正符号の内の畳み込み符号の復号法の1つであり、1967年にA. J. ビタービ (Viterbi) により提案された。ビタビ復号方式によれば、受信したデータからそれに最も近い符号を求める最尤復号を効果的に行うことができる。

デインターリーブ回路322<sub>i</sub>に入力されたビタビ復号信号VDS<sub>i</sub>は、インターリーブ回路104<sub>i</sub>と逆の処理が施されてデインターリーブ信号IS<sub>i</sub>としてリードソロモン復号回路324<sub>i</sub>に対して出力される。このデインターリーブ信号IS<sub>i</sub>は、リードソロモン符号化回路102<sub>i</sub>からインターリーブ回路104<sub>i</sub>に対して出力されるリードソロモン符号化信号RSE<sub>i</sub>に対応する。

リードソロモン復号回路324<sub>i</sub>に入力されたデインターリーブ信号IS<sub>i</sub>は、リードソロモン復号されて伝送前の入力信号IN<sub>i</sub>に復号されて出力端子#iから出力される。

ここで、上述した理由により、受信状態が悪くなり、ビタビ復号回路330<sub>i</sub>でのエラー訂正が不可能になった復号回路320<sub>i</sub>が存在する場合には、その復号回路320<sub>i</sub>を用いずに他の復号回路320<sub>x</sub> ( $i \neq x$ ) の出力信号のみを用いるようにする。この方法は、後述の実施例2～7においても同じである。

以上述べたように、信号伝送システム1において、信号送信装置10は伝送しようとするデータの内、重要性の高い部分として分割された入力信号IN<sub>i</sub>を符号化率の小さなトレリス符号で符号化することにより、信号受信装置30側において受信状態が悪くなった（受信信号のC/N比が低い）場合にもその伝送を確保することができる。

また、信号送信装置10は、重要性が低い部分として分割された入力信号IN<sub>i</sub>については、符号化率の大きなトレリス符号で符号化することにより、信号受信装置30側の受信状態が良い（受信信号のC/N比が高い）場合に、効率よく入力信号IN<sub>i</sub>を受信することができる。

## 第2実施例

以下、図9～図16を参照して本発明の第2の実施例を説明する。

まず、図9～図11を参照して信号伝送システム2の構成を説明する。図9は、第2の実施例における本発明に係る信号伝送システム2の構成を示す図である。

図9に示すように、第2の実施例において説明する信号伝送システム2は、第1の実施例に示した信号伝送システム1の信号送信装置10および信号受信装置30を、それぞれデジタル形式のテレビジョン信号の伝送・復調を行う信号送信装置12および信号受信装置32に置換し、さらに、信号受信装置32が復号した入力信号 $IN_1$ から映像等を再生、表示する映像処理・表示装置60を付加したものである。

図10は、図9に示した信号送信装置12の構成を示す図である。

図10に示すように、信号送信装置12は、2個の符号化回路100<sub>1</sub>、多重化回路120および変調回路140から構成される。

符号化回路100<sub>1</sub>は、それぞれリードソロモン符号化回路102<sub>1</sub>、インターリーブ回路104<sub>1</sub>、トレリス符号化回路110<sub>1</sub>およびマッピング回路106<sub>1</sub>から構成される( $i=1, 2$ 、以下第2の実施例において同じ)。

なお、トレリス符号化回路110<sub>1</sub>、110<sub>2</sub>の構成は図12および図13を参照して後述する。

信号送信装置12は、第1の実施例に示した信号送信装置10をデジタル形式のテレビジョン信号の伝送用とし、 $n=2$ の場合で具体化した装置であって、信号送信装置12の入力端子 $i$ に入力される入力信号 $IN_i$ は、重要性に対応して2階層に分割されている。入力信号 $IN_1$ は、テレビジョン信号の内、基本的な映像および音声を送送するために必要な重要性が高い信号であり、入力信号 $IN_2$ は、映像および映像を高品質するために用いられる付加データであって、入力信号 $IN_1$ に比べて重要性が低い信号である。

なお、信号送信装置 12 の符号化回路 100<sub>1</sub>、多重化回路 120、変調回路 140、リードソロモン符号化回路 102<sub>1</sub>、インターリーブ回路 104<sub>1</sub>、トレリス符号化回路 110<sub>1</sub> およびマッピング回路 106<sub>1</sub> は、それぞれ図 4 において同一符号を付して示した信号送信装置 10 の各構成部分に対応しており、信号送信装置 12 の各構成部分に対応する信号送信装置 10 の構成部分に対応する機能を有し、対応する動作を行う。

図 11 は、図 9 に示した信号受信装置 32 の構成を示す図である。

図 11 に示すように、信号受信装置 32 は、復調回路 300、分離回路 310 および 2 個の復号回路 320<sub>1</sub> から構成される。

復号回路 320<sub>1</sub> は、ビタビ復号回路 330<sub>1</sub>、デインターリーブ回路 322<sub>1</sub> およびリードソロモン復号回路 324<sub>1</sub> から構成される。

信号受信装置 32 は、第 1 の実施例に示した信号受信装置 30 をデジタル形式のテレビジョン信号の受信用とし、 $n=2$  の場合で具体化した装置であり、受信した変調信号から入力信号  $IN_1$  を復号する。

信号受信装置 32 の復調回路 300、分離回路 310、復号回路 320<sub>1</sub>、ビタビ復号回路 330<sub>1</sub>、デインターリーブ回路 322<sub>1</sub> およびリードソロモン復号回路 324<sub>1</sub> は、それぞれ図 5 において同一符号を付して示した信号受信装置 30 の各構成部分に対応し、信号受信装置 32 の各構成部分に対応する信号受信装置 30 の構成部分と対応する機能を有し、対応する動作を行う。なお、ビタビ復号回路 330<sub>1</sub>、330<sub>2</sub> は、それぞれトレリス符号化回路 110<sub>1</sub>、110<sub>2</sub> に対応する構成になっている。

以下、トレリス符号化回路 110<sub>1</sub> の構成および動作を説明する。

図 12 は、図 10 に示したトレリス符号化回路 110<sub>1</sub> の構成を示す図である。

図 12 に示すように、トレリス符号化回路 110<sub>1</sub> は、新たなインターリーブ信号  $IS_1$  が 1 ビット入力されるたびに、それぞれ入力端子 D に入力されている



信号の論理値を保持して出力端子Qから出力するラッチ回路(R<sub>2</sub>, R<sub>1</sub>, R<sub>0</sub>) 160, 164, 168、および、入力される2つの信号の論理値の排他的論理和を算出するXOR回路162, 166から構成される。

トレリス符号化回路110<sub>1</sub>は、図12に示す構成により、インターリーブ回路104<sub>1</sub>から入力された3ビットのインターリーブ信号IS<sub>1</sub>(x<sub>3</sub>(MSB), x<sub>2</sub>, x<sub>1</sub>(LSB))を4ビットのトレリス符号化信号TCS<sub>1</sub>(y<sub>1</sub>~y<sub>4</sub>)に符号化してマッピング回路106<sub>1</sub>に対して出力する。

以下、トレリス符号化回路110<sub>2</sub>の構成および動作を説明する。

図13は、図10に示したトレリス符号化回路110<sub>2</sub>の構成を示す図である。

図13に示すように、トレリス符号化回路110<sub>2</sub>は、新たなインターリーブ信号IS<sub>2</sub>が1ビット入力されるたびに、それぞれ入力端子Dに入力されている信号の論理値を保持して出力端子Qから出力するラッチ回路(R<sub>2</sub>, R<sub>1</sub>, R<sub>0</sub>) 160, 164, 168、および、入力される2つの信号の論理値の排他的論理和を算出するXOR回路162, 166から構成される。

つまり、図12と図13とを比較して分かるように、トレリス符号化回路110<sub>2</sub>は、トレリス符号化回路110<sub>1</sub>に、トレリス符号化回路110<sub>2</sub>を素通りする2本のパラレルバス(x<sub>5</sub>~y<sub>5</sub>, x<sub>4</sub>~y<sub>4</sub>)をさらに付加した構成になっている。

トレリス符号化回路110<sub>2</sub>は、図13に示す構成により、インターリーブ回路104<sub>2</sub>から入力された5ビットのインターリーブ信号IS<sub>2</sub>(x<sub>5</sub>(MSB), ..., x<sub>1</sub>(LSB))を6ビットのトレリス符号化信号TCS<sub>2</sub>(y<sub>1</sub>~y<sub>6</sub>)に符号化してマッピング回路106<sub>2</sub>に対して出力する。

以下、入力信号IN<sub>2</sub>をトレリス符号化回路110<sub>2</sub>における、伝送対象符号化率3/4のトレリス符号にパラレルバスを付加して符号化率5/6のトレリス符号化を行う方法について説明する。

図14は、図10に示した多重化回路120により多重化された第1のマッピング信号を16QAM変調する場合の信号点を示す図である。

図15は、図10に示した多重化回路120により多重化された第2のマッピング信号を64QAM変調する場合の信号点を示す図である。

上述のように、トレリス符号化回路110<sub>2</sub>は、トレリス符号化回路110<sub>1</sub>に2本のパラレルパスを付加した構成になっている。このため、トレリス符号化回路110<sub>2</sub>から出力されるトレリス符号化信号TCS<sub>2</sub>は、トレリス符号化信号TCS<sub>1</sub>に比べて1シンボル当たりの情報が3ビットから5ビットに増えており、伝送レートが高くなっている。一方、トレリス符号化信号TCS<sub>2</sub>は、図14と図15を比較して分かるように符号化率が高く、サブセット内の信号点間の最小距離 $\Delta$ が小さくなっている。したがって、トレリス符号化信号TCS<sub>2</sub>はトレリス符号化信号TCS<sub>1</sub>に比べてデータ誤りに弱いことが分かる。

上述のように、一般的に、符号化率を大きくすれば大きくするほど伝送効率は向上し、データ誤りを訂正する能力は低下する。

トレリス符号化回路110<sub>2</sub>におけるように、符号化率3/4のトレリス符号化回路に2本のパラレルパスを付加して符号化率5/6のトレリス符号化を行う場合、受信側で後者が $1.0 \times 10^{-6}$ のデータ誤り率を与える受信信号のC/N比は、受信側で前者が $1.0 \times 10^{-6}$ のデータ誤り率を与える受信信号のC/N比よりも約6.5dB大きいことが知られている。

つまり、符号化率3/4のトレリス符号化信号TCS<sub>1</sub>と符号化率5/6のトレリス符号化信号2とを比較すると、前者は受信側での受信信号のC/N比の面においては後者よりも6.5dB程度後者よりも有利である一方、スループットは後者の方が前者よりも67%高くなる。

以下、信号伝送システム2の動作を簡単に説明する。

信号送信装置12の入力端子#1、#2からそれぞれ入力された入力信号IN<sub>1</sub>、IN<sub>2</sub>は、リードソロモン符号化回路102<sub>1</sub>、インターリーブ回路104

、により処理されてインターリーブ信号 $IS_1$ 、 $IS_2$ として、それぞれトレリス符号化回路 $110_1$ 、 $110_2$ に対して出力される。

トレリス符号化回路 $110_1$ に入力されたインターリーブ信号 $IS_1$ は、符号化率 $3/4$ でトレリス符号化されてトレリス符号化信号 $TCS_1$ としてマッピング回路 $106_1$ に対して出力される。

トレリス符号化回路 $110_2$ に入力されたインターリーブ信号 $IS_2$ は、符号化率 $5/6$ でトレリス符号化されてトレリス符号化信号 $TCS_2$ としてマッピング回路 $106_2$ に対して出力される。

マッピング回路 $106_1$ に入力されたインターリーブ信号 $IS_1$ は、マッピング回路 $106_1$ により処理されてマッピング信号 $MPS_1$ 、 $MPS_2$ となり、多重化回路 $120$ に対して出力される。

多重化回路 $120$ に入力されたマッピング信号 $MPS_1$ 、 $MPS_2$ は、多重化されて多重化信号として変調回路 $140$ に対して出力される。

変調回路 $140$ は、多重化信号のタイムスロット $TS_1$ に多重化された入力信号 $IN_1$ 、 $IN_2$ に対応するマッピング信号 $MPS_1$ を $16QAM$ 変調し、多重化信号のタイムスロット $TS_2$ に多重化された入力信号 $IN_2$ に対応するマッピング信号 $MPS_2$ を $64QAM$ 変調し、変調信号として通信伝送路 $20$ を介して信号受信装置 $32$ に対して出力する。

信号受信装置 $32$ に対して伝送されてきた変調信号は、復調回路 $300$ に入力される。ここで、復調回路 $300$ の動作は、第1の実施例において説明した通りである。

復調回路 $300$ に入力された変調信号のタイムスロット $TS_2$ に含まれている信号は $16QAM$ 復調され、タイムスロット $TS_1$ に含まれている信号は $64QAM$ 復調されて復調信号として分離回路 $310$ に対して出力される。

分離回路 $310$ に入力された復調信号は、タイムスロットごとに分離され、分離信号 $DS_1$ としてビタビ復号回路 $330_1$ に対して出力される。

ビタビ復号回路 330<sub>1</sub> に入力された分離信号 DS<sub>1</sub> は、符号化率 3/4 のトレリス符号に対するビタビ復号器によりビタビ復号されてビタビ復号信号 VDS<sub>1</sub> としてデインターリーブ回路 322<sub>1</sub> に対して出力される。

ビタビ復号回路 330<sub>2</sub> に入力された分離信号 DS<sub>2</sub> は、符号化率 5/6 のトレリス符号に対するビタビ復号器によりビタビ復号されてビタビ復号信号 VDS<sub>2</sub> としてデインターリーブ回路 322<sub>2</sub> に対して出力される。

ビタビ復号信号 VDS<sub>1</sub> は、デインターリーブ回路 322<sub>1</sub> によりデインターリーブされ、リードソロモン復号回路 324<sub>1</sub> により復号されて元の入力信号 IN<sub>1</sub> として映像処理・表示装置 60 に対して出力される。

映像処理・表示装置 60 は、受信信号の C/N 比が所定の値以上である場合には、入力信号 IN<sub>1</sub>、IN<sub>2</sub> を両方用いてテレビジョン映像および音声を再生し、表示、出力する。

また、映像処理・表示装置 60 は、受信信号の C/N 比が所定の値以下である場合には、入力信号 IN<sub>1</sub> のみを用いてテレビジョン映像および音声を再生し、表示、出力する。

以上説明したように、信号伝送システム 2 における C/N 比と S/N 比との関係は、図 16 に示す通りとなる。

図 16 は、第 2 の実施例における信号伝送システムにより無線通信回線を介してテレビジョン信号のデータ伝送を行う場合の受信側における搬送波電力対雑音電力比 (C/N 比)、および、再生されたテレビジョン信号の信号電力対雑音電力比 (S/N 比) と、データ再生の可能性との関係を示す図である。

つまり、信号受信装置 32 における受信信号の C/N 比が、所定の値よりも大きい領域 (受信レベル III) においては、信号受信装置 32 において入力信号 IN<sub>2</sub> まで再生可能なので、映像処理・表示装置 60 は付加情報を加えた高品質な映像を表示し、音声を出力することができる。

また、信号受信装置 32 における受信信号の C/N 比が低下して、所定の値よ

りも小さくなった領域（受信レベルII）においては、付加情報は再生できないものの、入力信号  $IN_1$  は再生することができるので、映像処理・表示装置 60 は、付加情報を加えない基本的な映像を表示し、音声を出力することができる。この受信レベルIIの領域は、受信信号の  $C/N$  比が、所定の値よりもさらに 6.5 dB 低下した領域まで続く。

しかしながら、受信信号の  $C/N$  比がさらに低下する領域（受信レベルI）においては、映像処理・表示装置 60 は映像信号等の表示が不可能になる。

ここで、図 16 中の縦軸の  $S/N$  比は、受信レベルIIの領域においては再生した入力信号  $IN_1$  のみを用いた場合の値であり、受信レベルIの領域においては再生した入力信号  $IN_1$ 、 $IN_2$  の両方の信号を用いた場合に得られる値である。

第2の実施例に示した信号伝送システム2においては、入力信号の数が2であり、これらに対応する符号化回路100、および復号回路320、も2組ずつであったが、入力信号の数は2つに限らない。また、入力信号を増やした場合、符号化回路100、および復号回路320、を入力信号数に応じて増設する等の手当てを行う必要がある。

このように、入力信号の数を増やした場合、図16に示した受信レベルの領域を細かくすることができるので、図2に示した望ましい特性にさらに近づけることができる。

以上説明した本発明に係る信号伝送システム1、2によれば、受信レベル（受信信号の  $C/N$  比に対応した情報量を受信側で受信することができる。したがって、図2に示したグレースフルデグラデーションに対応したデータ伝送を行うことができる。

また本発明に係る信号伝送システム1、2の信号送信装置10、12においては、複数の入力信号を、それぞれリードソロモン符号化し、トレリス符号化変調した後、これらの系列を多重化してする。また、信号受信装置30、32におい

ては、受信した信号から入力信号（情報系列）それぞれを復号するので、従来のように情報系列を多重化した後で符号化する場合よりも符号化変調回路及び復号回路の動作速度が遅くてよい。したがって、信号受信装置 30, 32 は、従来よりも高速な変調信号に対して符号化処理および復号処理を行うことができる。

### 第 3 実施例

以下、図 17～図 19 を参照して、本発明の第 3 の実施例を説明する。

図 17 は、第 3 の実施例における本発明に係る信号受信装置 62 の構成を示す図である。

信号受信装置 62 において、伝送されてきた信号を正しく復号するためには、送信側、例えば信号送信装置 10 へ入力される際に分割されたデータと、信号受信装置 62 側で受信されたデータとの正確な対応付けが必要である。

具体的には、信号送信装置側から送信データ # 1 として伝送されてきたデータは送信データ # 1 に対応する符号化回路で符号化され、信号受信装置 62 においてもデータ # 1 に対応する復号回路で復号されなければならない。以下、第 3 の実施例において、「信号送信装置 10 側と信号受信装置 62 側とのデータの対応がとれている状態」を「同期が確立している状態」と定義する。

信号受信装置 62 は、同期確立のために移相機能と同期外れ検出機能とを有している。

ここで示した移相機能とは、例えば、入力信号  $I_{N1}$ , ...,  $I_{Nn}$  を、それぞれ復号回路 # 1, # 2, ..., # n に対応付けていた場合に、復号回路 # 2, # 3, ..., # n、# 1 に対応するように 1 つずつ対応関係をずらす（移相する）機能である。

同期外れ検出機能は以下に説明する原理に基づいている。

仮に、伝送中に雑音などが加わらず、信号受信装置でもデータの同期がとれている場合には、受信した入力信号  $I_{N1}$  に対応するビタビ復号回路で復号した結

果を、再び入力信号  $IN_i$  に対応するビタビ符号化回路で符号化すれば、受信した入力信号  $IN_i$  と同じ情報が得られるはずである。一方、伝送中に雑音が加わった場合であっても、加わった雑音が伝送可能な程度のレベルであれば、ある程度の確率で受信系列と一致する。

反対に、信号受信装置でデータの同期がとれていない場合には、例えば入力信号  $IN_i$  に対応するデータを、対応しないビタビ復号回路  $j$  ( $i \neq j$ ) で復号することになるので、この復号結果を再びビタビ復号回路  $j$  に対応するビタビ符号化回路  $j$  で符号化しても、符号化の結果は入力信号  $IN_i$  と一致しない。ビタビ符号化回路  $j$  による符号化の結果と入力信号  $IN_i$  とが一致する確率は  $1/2$  に近くなる。

ここで示す同期外れ検出機能は、上述の事実を利用してデータの同期外れを検出する。同期外れの検出のために入力信号  $IN_1 \sim IN_n$  のいずれを用いるかは任意であが、最も伝送誤りが少ない、つまり、最も符号化率が小さいデータを同期外れ検出に用いると最も好適に同期外れを検出することができる。

図 17 に示すように、信号受信装置 62 は、復調回路 600、分離回路 610、 $n$  個の復号回路 620、および同期回路 64 から構成される。

同期回路 64 は、硬判定回路 (DET) 640、遅延回路 (DLY) 642、復号回路 620、に対応する符号化回路 (TCM) 644 および比較回路 646 から構成される。

信号受信装置 62 の復調回路 600、分離回路 610、復号回路 620、ビタビ復号回路 630、デインターリーブ回路 632、およびリードソロモン復号回路 634 は、それぞれ信号受信装置 30 の復調回路 300、分離回路 310、復号回路 320、ビタビ復号回路 330、デインターリーブ回路 322、およびリードソロモン復号回路 324 に対応しており、これらの信号受信装置 62 の各構成要素は、対応する信号受信装置 30 構成要素と対応する機能を有し、対応する動作を行う。

受信され、信号受信装置 6 2 に入力された信号は、復調回路 6 0 0 により復調され、分離回路 6 1 0 により入力信号  $IN_1 \sim IN_n$  に分割される。

分割された入力信号  $IN_1$  は、ビタビ復号回路 6 3 0<sub>1</sub> に入力されるとともに、同期回路 6 4 の硬判定回路 6 4 0 に入力される。

硬判定回路 6 4 0 は、受信信号点と最も 2 乗ユークリッド距離が小さい図 1 4 の信号点に対応する信号点に対応するデータを判定する。伝送誤りがない場合には、判定結果として得られたデータは信号送信装置 1 0 側の符号化回路における符号化結果と一致する。

硬判定回路 6 4 0 による判定結果は、ビタビ復号回路 6 3 0<sub>1</sub> における処理時間だけ遅延回路 6 4 2 で遅延され、比較回路 6 4 6 に対して出力される。

ビタビ復号回路 6 3 0<sub>1</sub> は、入力信号  $IN_1$  をビタビ復号してデインターリーブ回路 6 3 2<sub>1</sub> および符号化回路 6 4 4 に対して出力する。

符号化回路 6 4 4 は、ビタビ復号回路 6 3 0<sub>1</sub> によるビタビ復号の結果を、再びビタビ符号化したデータを比較回路 6 4 6 に対して出力する。

図 1 8 は、図 1 7 に示した比較回路 (CMP) 6 4 6 の構成を示す図である。

図 1 8 に示すように、比較回路 6 4 6 は、排他的論理和回路 (XOR) 6 5 0、計数回路 6 5 2、コンパレータ (比較) 回路 6 5 4 およびレジスタ 6 5 6 から構成される。

比較回路 6 4 6 は、符号化回路 6 4 4 から入力されたデータと遅延回路 6 4 2 で遅延されたデータとを比較し、誤り率が所定の数よりも大きいことが検出された場合に、同期外れが起きていることを示す検出値を出力する。

比較回路 6 4 6 において、排他的論理和 (XOR) 回路 6 5 0 は、遅延回路 6 4 2 および符号化回路 6 4 4 から入力されてきたデータのビットごとの不一致を検出する。

計数回路 6 5 2 は、例えば一定時間ごとに比較回路 6 4 6 で検出されるデータ



の不一致の数を計数して、計数結果をコンパレータ 6 5 4 に対して出力する。

レジスタ 6 5 6 には、同期外れの基準値が記憶されており、コンパレータ回路 6 5 4 は、計数回路 6 5 2 の計数結果がレジスタ 6 5 6 に記憶されている基準値よりも大きくなった場合に所定の検出値、例えば論理値 0 を出力する。

レジスタ 6 5 6 に記憶される基準値は、例えば信号送信装置 1 0 から信号を伝送することができる（サービス可能な）範囲内で、同期がとれている場合に計数回路 6 5 2 で計数されている値が基準値よりも小さくなり、サービス範囲外、あるいは、サービス範囲内で同期がとれていない場合に計数器 6 5 2 で計数される値が基準値よりも大きくなるような値を選ぶと好適である。

以上説明したように、同期回路 6 4 の比較回路 6 4 6 から出力される検出値を監視することにより、同期外れ検出機能を実現することができる。

図 1 9 は、 $n = 4$  の場合の図 1 7 に示した分離回路（DEMUX）6 1 0 の構成を示す図である。

図 1 9 に示すように、分離回路 6 1 0 は、ラッチ回路 6 6 2, 6 6 4, 6 6 6, 6 6 8、計数回路 6 6 0、ゲート回路 6 7 0 およびクロック発生回路 6 7 2 から構成されている。

分離回路 6 1 0 において、復調回路 6 0 0 の出力信号は、ラッチ回路 6 6 2, 6 6 4, 6 6 6, 6 6 8 にそれぞれ第 1 の入力信号として入力される。

一方、クロック発生回路 6 7 2 は、復調回路 6 0 0 の出力信号に同期したクロック信号 CLK を発生し、ゲート回路 6 7 0 に対して出力する。

ゲート回路 6 7 0 は、同期回路 6 4 から入力された検出値が論理値 0 の場合のみ、クロック信号 CLK を 1 周期の間、論理値 0 に保持して計数回路 6 6 0 に対して出力する。

計数回路 6 6 0 は、クロック信号 CLK が入力されるたびに、出力信号（a, b, c, d）を（1, 0, 0, 0）,（0, 1, 0, 0）,（0, 0, 1, 0）,（0, 0, 0, 1）,（1, 0, 0, 0）, … の順番に変化させる。

ラッチ回路 662, 664, 666, 668 は、第 2 の入力信号の論理値が 1 の場合に第 1 の入力信号を出力し、第 2 の入力信号が論理値 0 の場合には、その時点の出力信号を保持する。

同期回路 64 の検出値が常に論理値 1 の場合、計数回路 660 の出力信号 a ~ d は順に論理値 1 となり、それぞれラッチ回路 662, 664, 666, 668 に第 2 の入力信号として入力される。したがって、分離回路 610 からの入力信号 1 ~ 4 がそれぞれビタビ復号回路 630<sub>1</sub> ~ 630<sub>4</sub> に出力される。

同期回路 64 の検出値が論理値 0 の場合、クロック信号 CLK はその周期の間だけゲート回路 670 から計数回路 660 に対して出力されないで、例えば次のクロック信号 CLK の周期においても計数回路 660 の出力信号 a が論理値 1、他の他の出力信号 b ~ d が論理値 0 となる。このように、同期回路 64 の検出値が論理値 0 になると、分離回路 610 からビタビ復号回路 630<sub>1</sub> ~ 630<sub>4</sub> に供給されるデータの位相がずれることになる。

このように、同期回路 64 により同期外れが検出されている間は、分離回路 610 からビタビ復号回路 630<sub>1</sub> ~ 630<sub>4</sub> に供給されるデータの位相が順次ずれ、同期回路 64 により同期外れが検出されなくなつた時点で移相が終了することになる。

分離回路 610 は、以上説明したように移相機能を実現する。

以下、信号受信装置 62 の動作を簡単に説明する。

信号受信装置 62 に入力された信号は、復調回路 600 により復調され分離回路 610 より分割され、ビタビ復号回路 630<sub>1</sub> ~ 630<sub>4</sub> および同期回路 64 に入力される。

同期回路 64 は、分離回路 610 が出力する信号が、対応するビタビ復号回路 630<sub>1</sub> ~ 630<sub>4</sub> に入力されていること、つまり、同期がとれているか否かを検出する。

分離回路 610 は、同期回路 64 が同期はずれを検出している間、分離したデ

ータの位相を順次ずらしてビタビ復号回路 630<sub>1</sub> ~ 630<sub>4</sub> に供給し、同期回路 64 が同期はずれを検出しなくなった後は、分離したデータの位相のシフトを止める。

分離回路 610 による位相シフトが終了した後は、分離回路 610 から出力される信号は、それぞれビタビ復号回路 630<sub>1</sub> ~ 630<sub>4</sub>、デインターリーブ回路 632<sub>1</sub> ~ 632<sub>4</sub> およびリードソロモン復号回路 634<sub>1</sub> ~ 634<sub>4</sub> により正しく復号され、伝送前の入力信号に対応する信号が再生される。

以上、第 1 ~ 第 3 の実施例において説明した本発明に係る信号伝送システム 1、2 および信号受信装置 62 によれば、例えばテレビジョン信号をディジタル形式でデータ伝送する際に、受信側において信号レベルが大きい場合に良好なテレビジョン映像および音声を提供することができるとともに、信号レベルが小さい場合においてもある程度の品質のテレビジョン映像および音声を提供することができる。

また、第 1 ~ 第 3 の実施例において説明した本発明に係る信号伝送システム 1、2 および信号受信装置 62 によれば、受信信号の C/N 比が一定値以下になった場合に全く信号の復調が不可能とはならず、伝送するデータの重要性に対応して、C/N 比に応じた S/N 比で信号を復号することができる上、信号伝送のスループットも向上する。

#### 第4実施例

以下、図20～図25を参照して本発明の第4の実施例を説明する。

図20は、第4の実施例における本発明に係る信号送信装置40の構成を示す図である。

以下に説明する第4～第7の実施例における本発明に係る信号送信装置および信号受信装置およびこれらの方法は、第1～第3の実施例に示した信号送信装置10、12および信号受信装置30、32、62と異なり、それぞれ離散的フーリエ逆変換および離散的フーリエ変換を利用して信号の変調および復調を行うように構成されている。

第4の実施例においては、第1の実施例において図8に示した信号伝送システム1に用いた信号送信装置10および信号受信装置30を、それぞれ信号送信装置40および信号受信装置50で置換する場合を例に、動作原理を説明する。

図20に示すように、信号送信装置40は、入力信号 $IN_1 \sim IN_n$ 。それぞれに対応して設けられた $n$ 個の符号化回路400<sub>i</sub> ( $i, n$ は整数、 $1 \leq i \leq n$ 、以下、第4の実施例において同じ)、多重化回路(MUX)120、IDFT回路130および変調回路(MOD)140から構成される。

符号化回路400<sub>i</sub>それぞれは、入力端子# $i$ 、リードソロモン符号化回路(RSE回路)102<sub>i</sub>、インターリーブ回路(IL)104<sub>i</sub>、畳み込み符号化回路(CNV回路)112<sub>i</sub>およびシリアル/パラレル変換回路(S/P変換回路)108<sub>i</sub>から構成される。

また、信号送信装置40のリードソロモン符号化回路102<sub>i</sub>およびインターリーブ回路104<sub>i</sub>は、図4に示した信号送信装置10の同一符号を付した構成部分に対応しており、同一の機能を有し、同じ動作を行う。

信号送信装置40および信号受信装置50を用いた信号伝送システム1において、信号送信装置40には、予め伝送されるべきデータ(入力情報系列)が、そのデータの内容の重要度に応じて分割されて複数の入力信号(情報系列)として

入力される。

信号送信装置 40 は、これらの構成部分により、一種の直交周波数分割多重変調方式 (OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 変調方式) を用いた伝送装置となっている。つまり、信号送信装置 40 は、図 23 に示すように伝送帯域内において、 $n$  個の入力信号それぞれについて  $m$  個の搬送波信号を立てて、それぞれの搬送波信号に対して QPSK の変調データを与え、これらの搬送波信号を一括して IDFT 処理により変調して伝送する。換言すると、信号送信装置 40 は、入力信号をそれぞれ異なる符号化率で畳み込み符号化し、伝送用のタイムスロットに多重化し、さらに、多重化された符号化信号それぞれを周波数領域の信号成分とする離散的フーリエ逆変換 (IDFT) 処理を行う。

IDFT 処理により、周波数領域の信号を時間領域の信号に変換して時間領域信号を生成し、この時間領域信号を、例えば衛星通信回線といった通信伝送路 20 を介して信号受信装置 50 に対して伝送する。

ここで、畳み込み符号とは、ハミング符号や RS 符号等のブロック符号と異なり、情報が符号の中に順々に畳み込まれながら符号化される誤り訂正符号をいい、畳み込み符号の復号方法としては、ビタビ復号法が最もよく用いられる。

図 21 は、第 4 の実施例における本発明に係る信号受信装置 50 の構成を示す図である。

図 21 に示すように、信号受信装置 50 は、復調回路 (DEM) 300、DF T 回路 302、分離回路 (DEMUX) 310、および、 $n$  個の復号回路 500 から構成される。

復号回路 500<sub>i</sub> は、パラレル/シリアル変換回路 (P/S 変換回路) 312<sub>i</sub>、デインターリーブ回路 (DIL) 322<sub>i</sub>、ビタビ復号回路 (VIT 回路) 330<sub>i</sub>、リードソロモン復号回路 (RSD 回路) 324<sub>i</sub>、および出力端子 #  $i$  から構成される。

なお、信号受信装置 50 のリードソロモン復号回路 324<sub>i</sub>、およびデインター

リープ回路 322<sub>1</sub> は、図 5 に示した信号受信装置 30 の同一符号を付した構成部分に対応しており、同一の機能を有し、同じ動作を行う。

信号受信装置 50 はこれらの構成により、信号送信装置 40 から通信伝送路 20 を介して伝送されてきた OFDM 変調方式による時間領域の変調信号を離散的フーリエ変換 (DFT ; Discrete Fourier Transform) 処理し、周波数領域の信号に変換して多重化された伝送信号を再生し、これらの符号化信号それぞれを分離してビタビ復号し、信号送信装置 40 に対する入力信号それぞれを再生する。

以下、信号送信装置 40 および信号受信装置 50 を用いた信号伝送システム 1 の動作を説明する。

上述のように、伝送されるべきデータは、信号送信装置 40 に入力される前に、予め重要性に応じた  $n$  個の部分 (入力信号  $IN_1$ ) に分割される。入力信号  $IN_1$  のうち、例えば重要性が最も高い入力信号  $IN_1$  が入力端子 #1 に入力され、その次に重要性が高い入力信号  $IN_2$  が入力端子 #2 に入力され、最も重要性が低い入力信号が入力端子 # $n$  に入力されるといったように、入力信号  $IN_i$  はそれぞれ入力端子 # $i$  に入力される。

入力端子 # $i$  にそれぞれ入力された入力信号  $IN_i$  は、RSE 回路 102<sub>1</sub> においてリードソロモン符号化され、リードソロモン符号化信号 RSE<sub>1</sub> としてインターリーブ回路 104<sub>1</sub> に対して出力される。

インターリーブ回路 104<sub>1</sub> に入力されたリードソロモン符号化信号 RSE<sub>1</sub> は、インターリーブされてインターリーブ信号 IS<sub>1</sub> として CNV 回路 112<sub>1</sub> に対して出力される。

図 22 は、図 20 に示した CNV 回路 112<sub>1</sub> の構成の一例を示す図である。

図 22 に示したのは拘束長 3 で符号化率  $1/2$  の場合であり、CNV 回路 112<sub>1</sub> は、レジスタ回路 170、174、加算回路 (排他的論理和回路) 172、176、178 から構成されている。

インターリーブ回路 104<sub>1</sub> から入力されたインターリーブ信号 IS<sub>1</sub> は、レ

レジスタ回路 170 および加算回路 172, 176 に入力される。

レジスタ回路 170, 174 は、インターリーブ信号  $IS_i$  が 1 つ入力される周期ごとにインターリーブ信号  $IS_i$  をシフトし、それぞれ加算回路 172 および加算回路 176, 178 に対してインターリーブ信号  $IS_i$  を出力する。

加算回路 172 は、入力されたインターリーブ信号  $IS_i$  と、レジスタ回路 170 が保持している 1 周期前のインターリーブ信号  $IS_i$  とを加算し（排他的論理和を算出し）て加算回路 178 に対して出力する。

加算回路 176 は、入力されたインターリーブ信号  $IS_i$  と、レジスタ回路 174 が保持している 2 周期前のインターリーブ信号  $IS_i$  とを加算して、畳み込み符号化信号  $CNS_i$  の  $Y_1$  成分を出力する。

加算回路 178 は、加算回路 172 の加算結果と、レジスタ回路 174 が保持している 2 周期前のインターリーブ信号  $IS_i$  とを加算して、畳み込み符号化信号  $CNS_i$  の  $Y_2$  成分を出力する。ここでは図示しないが、CNV 回路 112<sub>i</sub> にはこれらの複数の出力をシリアル信号に変換する回路が含まれており、このシリアル信号がシリアル／パラレル変換回路（S／P 変換回路）108<sub>i</sub> に対して出力され、このシリアル／パラレル変換回路（S／P 変換回路）108<sub>i</sub> から、畳み込み符号化信号  $CNS_i$  の実数成分  $I$  と虚数成分  $Q$  が出力される。

図 22 には符号化率  $1/2$  の場合を示したが、インターリーブ信号  $IS_i$  の重要性に応じて符号化率を変えるために、CNV 回路 112<sub>i</sub> ごとに構成を変えることにより、符号化率を変えて畳み込み符号化を行う。また、CNV 回路 112<sub>i</sub> の全てに、図 22 に示した同一の回路を用いる場合には、第 5 の実施例において後述するように、必要に応じてバンクチャド回路を用い、バンクチャリング処理によりインターリーブ信号の重要性に応じた符号率の畳み込み符号化処理を実現してもよい。

これらの構成部分により、CNV 回路 112<sub>i</sub> に入力されたインターリーブ信号  $IS_i$  は、入力信号  $IN_i$  に対応した符号化率で畳み込み符号化される。つま

り、重要度が最も高い入力信号  $IN_1$  に対応するインターリーブ信号  $IS_1$  は、CNV回路 112<sub>1</sub> により、インターリーブ信号  $IS_2 \sim IS_n$  よりも畳み込み符号化前のデータ量が畳み込み符号化後のデータ量に対する比が最も小さい（符号化率が小さい）畳み込み符号化により符号化され、畳み込み符号化信号  $CNS_1$  として S/P 変換回路 108<sub>1</sub> に対して出力される。

また、インターリーブ信号  $IS_2 \sim IS_{n-1}$  は、CNV回路 112<sub>1</sub> により、対応する入力信号  $IN_2 \sim IN_{n-1}$  の重要性が高ければ高いほど符号化率が小さい畳み込み符号化により符号化され、畳み込み符号化信号  $CNS_2 \sim CNS_{n-1}$  として S/P 変換回路 108<sub>1</sub> に対して出力される。

同様に、インターリーブ信号  $IS_n$  は、対応する入力信号  $IN_n$  の重要性が最も低いので、CNV回路 112<sub>2</sub> により、インターリーブ信号  $IS_1 \sim IS_{n-1}$  よりも符号化率が大きい畳み込み符号化により符号化され、畳み込み符号化信号  $CNS_n$  として S/P 変換回路 108<sub>2</sub> に対して出力される。

上述のように、畳み込み符号化信号  $CNS_1$  は、符号化率が小さければ小さいほどデータ誤りを訂正する能力が高く、信頼性が高い。したがって、CNV回路 112<sub>1</sub> それぞれにおいて、入力信号  $IN_1$  の重要性に対応した符号化率で符号化することにより、入力信号それぞれの重要性に応じたデータ誤りに対する訂正能力を有する畳み込み符号化信号  $CNS_1$  を生成することができる。

S/P 変換回路 108<sub>1</sub> に入力された畳み込み符号化信号  $CNS_1$  は、2 ビットパラレル形式の信号に変換され、それぞれ互いに直交する 2 つの直交信号成分 I, Q からなるパラレル信号  $PRS_1$  として多重化回路 120 に対して出力される。なお、パラレル信号  $PRS_1$  の直交信号成分 I, Q は、変調回路 140 における周波数領域における信号点を示す。

多重化回路 120 に入力されたパラレル信号  $PRS_1$  は、伝送用の  $n$  個のタイムスロット内の対応するタイムスロット（タイムスロット  $TS_1$ ）に割り当てられて多重化され、互いに直交する直交信号成分 I, Q からなる多重化信号として



IDFT回路130に対して出力される。

IDFT回路130に順次、入力されたパラレル信号 $PRS_1$ は、IDFT（離散的フーリエ逆変換）処理されて変調回路140に対して出力される。つまり、IDFT回路130は、多重化信号として順次、入力されてくるパラレル信号 $PRS_1 \sim PRS_N$ 。それぞれの直交信号成分I、Qを、周波数領域の信号成分としてIDFT処理して時間領域の信号に変換し、時間領域信号として変調回路140に対して出力する。

なお、多重化回路120によりパラレル信号 $PRS_1$ を多重化する理由は、IDFT回路130の入出力用端子の数に制限があるから、つまり、IDFT回路130のピンの問題である。つまり、IDFT回路130が、入力信号数1024のIDFT処理を行う場合、これに見合った数の入出力用端子が必要になるが、一般に、このような多数の入出力端子を用意することは難しい。そこで、IDFT回路130は、多重化回路120により多重化された信号を、IDFT回路130の内部に設けた入出力用のメモリにバッファリングし、IDFT処理に用いるように構成されている。

変調回路140は、時間領域信号を直交変調し、通信伝送路20を介して信号受信装置50に対して伝送する。

つまり、IDFT回路130のIDFT処理により、各符号化率に対応するデータを多重化したデータ（パラレル信号 $PRS_1$ ）を一括して変調を行い、変調回路140により、パラレル信号 $PRS_1$ 、すなわち、時間領域の実数成分の信号と虚数成分の信号とを搬送波帯にシフトしている。

以下、図23、図24を参照して時間領域信号を説明する。

図23は、IDFT回路130において生成された時間領域信号が時間方向の和として変調回路140に対して出力される様子を示した図である。図24は、IDFT回路130において生成された時間領域信号の実数成分と虚数成分を直交変調する様子を説明するための図である。

$n$  個の各階化された入力信号それぞれに対して搬送波信号（キャリア）が  $m$  本割り当てられているとすると、OFDM変調の総搬送波信号数は  $N = n \times m$  本となる。入力端子 #  $i$  に入力された信号を、図 2 3 に示すように  $j \times n + i$  番目（ $0 \leq j \leq m-1$  ;  $j$  は整数）の搬送波信号に割り当てられるようにすると、周波数に関するインターリーブ効果によって、選択性フェージングなどの影響を軽減することができる。IDFT回路 1 3 0 では、次々と入力される信号を周波数領域における各搬送波信号の変調情報と認識し、 $N$  本の搬送波信号ごと（シンボルごと）にそれぞれ QPSK 信号に一括に変調されて、各搬送波信号の時間領域の信号の和の信号が生成され、シンボルごとの順番で時間方向に変調回路 1 4 0 に対して出力される。

また図 2 4 A に示すように周波数  $f_{11}, f_{21}, \dots, f_{n1}, f_{12}, f_{22}, \dots, f_{n2}, \dots, f_{nm}$  の  $N$  本の搬送波信号のそれぞれについて、例えば周波数  $f_{11}$  の搬送波信号に対する周波数領域の QPSK 変調の信号点は振幅  $\sqrt{2}$ 、位相  $45^\circ$ 、周波数  $f_{nm}$  の搬送波信号に対応する周波数領域の QPSK 変調の信号点は振幅  $\sqrt{2}$ 、位相  $225^\circ$  というように変調される。

これらの振幅情報および位相情報を含む  $N$  個の周波数領域信号は、IDFT回路 1 3 0 により時間領域の信号に変換され、図 2 4 B に示すように実数成分（直交信号成分  $I$ ）と虚数成分（直交信号成分  $Q$ ）とが得られる。

変調回路 1 4 0 は、図 2 4 B に示す時間領域信号を直交変調して図 2 4 C に示すような伝送信号を生成して信号受信装置に対して伝送する。

以下、信号受信装置 5 0 の動作を説明する。

信号送信装置 4 0 から通信伝送路 2 0 を介して時間領域信号を受信した信号受信装置 5 0 は、時間領域信号に対して信号送信装置 4 0 とほぼ逆の処理を順次、行って入力信号  $I_N$  を復号する。

信号送信装置 4 0 から通信伝送路 2 0 を介して信号受信装置 5 0 に伝送されてきた時間領域信号は、復調回路 3 0 0 で復調されて直交信号成分  $I, Q$  からなる

復調信号としてDFT回路302に対して出力される。復調信号は、信号送信装置40においてIDFT回路130から変調回路140に対して出力される時間領域信号に対応する。

DFT回路302に入力された復調信号は、DFT回路302によりフーリエ変換処理により時間領域の信号から周波数領域の信号に変換されて周波数領域信号として分離回路310に対して出力される。なお、周波数領域信号は、信号送信装置40において多重化回路120からIDFT回路130に対して出力される多重化信号に対応する。

分離回路310に入力された周波数領域信号は、タイムスロットごとに分離され、直交する直交信号成分I、Qを含む分離信号DS<sub>i</sub>として復号回路500、のP/S変換回路312<sub>i</sub>に対して出力される。分離信号DS<sub>i</sub>は、S/P変換回路108<sub>i</sub>から多重化回路120に対して出力される多重化信号に対応する。

P/S変換回路312<sub>i</sub>に入力された分離信号DS<sub>i</sub>は、パラレルシリアル変換されてシリアル信号SRS<sub>i</sub>としてビタビ復号回路330<sub>i</sub>に対して出力される。シリアル信号SRS<sub>i</sub>は、信号送信装置40においてCNV回路112<sub>i</sub>からS/P変換回路108<sub>i</sub>に対して出力される畳み込み符号化信号CNS<sub>i</sub>に対応する。

ビタビ復号回路330<sub>i</sub>に入力されたシリアル信号SRS<sub>i</sub>はビタビ復号され、ビタビ復号信号VDS<sub>i</sub>としてデインターリーブ回路322<sub>i</sub>に対して出力される。ビタビ復号信号VDS<sub>i</sub>は、インターリーブ回路104<sub>i</sub>からCNV回路112<sub>i</sub>に対して出力されるインターリーブ信号IS<sub>i</sub>に対応する。

デインターリーブ回路322<sub>i</sub>に入力されたビタビ復号信号VDS<sub>i</sub>は、インターリーブ回路104<sub>i</sub>と逆の処理が施されてデインターリーブ信号IS<sub>i</sub>としてRSD回路324<sub>i</sub>に対して出力される。デインターリーブ信号IS<sub>i</sub>は、RSE回路102<sub>i</sub>からインターリーブ回路104<sub>i</sub>に対して出力されるリードソ

ロモン符号化信号  $RS_E$  に対応する。

$RS_D$  回路 324<sub>i</sub> に入力されたデインターリーブ信号  $IS_i$  は、リードソロモン復号されて伝送前の入力信号  $IN_i$  に復号されて出力端子 #  $i$  から出力される。

以上述べたように、信号伝送システム 1 において、信号送信装置 40 は伝送されるべきデータの内、重要性の高い部分として分割された入力信号  $IN_i$  を符号化率の小さな畳み込み符号で符号化することにより、信号受信装置 50 側において受信状態が悪くなった（受信信号の  $C/N$  比が低い）場合にもその伝送を確保することができる。

また、信号送信装置 40 は、重要性が低い部分として分割された入力信号  $IN_i$  については、符号化率の大きな畳み込み符号で符号化することにより、信号受信装置 50 側の受信状態が良い（受信信号の  $C/N$  比が高い）場合に、効率よく入力信号  $IN_i$  を伝送することができる。

### 第 5 実施例

以下、図 25 および図 26 を参照して本発明の第 5 の実施例を説明する。

図 25 は、第 5 の実施例における本発明に係る信号送信装置 42 の構成を示す図である。

図 26 は、第 5 の実施例における本発明に係る信号受信装置 52 の構成を示す図である。

図 25 および図 26 にそれぞれ示す信号送信装置 42 と信号受信装置 52 は、第 4 の実施例に示した信号送信装置 40 および信号受信装置 50 を具体化したものであって、例えば、信号伝送システム 2（図 9）において、信号送信装置 12 および信号受信装置 32 それぞれと置換されて用いられる。

図 25 に示すように、信号送信装置 42 は、2 個の符号化回路 400<sub>i</sub>、多重化回路 120、IDFT 回路 130 および変調回路 140 から構成される。

符号化回路400<sub>1</sub>は、それぞれRSE回路102<sub>1</sub>、インターリーブ回路104<sub>1</sub>、CNV回路112<sub>1</sub>およびS/P変換回路108<sub>1</sub>から構成され、符号化回路400<sub>2</sub>は、さらにパンクチャド回路(PUNC)420を有している( $i=1, 2$ 、以下、第5の実施例において同じ)。

なお、CNV回路112<sub>1</sub>、112<sub>2</sub>の構成は、例えば図22に示した構成であり、同一の動作を行う。なお、上述のように、CNV回路112<sub>2</sub>の符号化率はパンクチャド回路420における処理により変更される。

信号送信装置42は、第4の実施例に示した信号送信装置40をデジタル形式のテレビジョン信号の伝送用とし、 $n=2$ の場合で具体化した装置であって、信号送信装置42の入力端子 $i$ に入力される入力信号 $IN_i$ は、重要性に対応して2階層に分割されている。入力信号 $IN_1$ は、テレビジョン信号の内、基本的な映像および音声を伝送するために必要な重要性が高い信号であり、入力信号 $IN_2$ は、映像および映像を高品質するために用いられる付加データであって、入力信号 $IN_1$ に比べて重要性の低い信号である。

なお、信号送信装置42の符号化回路400<sub>1</sub>、多重化回路120、IDFT回路130、変調回路140、RSE回路102<sub>1</sub>、インターリーブ回路104<sub>1</sub>、CNV回路112<sub>1</sub>およびS/P変換回路108<sub>1</sub>は、それぞれ図20に示した信号送信装置40の符号化回路400<sub>1</sub>、多重化回路120、IDFT回路130、変調回路140、RSE回路102<sub>1</sub>、インターリーブ回路104<sub>1</sub>、CNV回路112<sub>1</sub>およびS/P変換回路108<sub>1</sub>に対応しており、これらの信号送信装置42の各構成部分に対応する信号送信装置40の構成部分と対応する機能を有し、対応する動作を行う。

図26に示すように、信号受信装置52は、復調回路300、DF T回路302、分離回路310および2個の復号回路500<sub>1</sub>から構成される。

復号回路500<sub>1</sub>は、P/S変換回路312<sub>1</sub>、ビタビ復号回路330<sub>1</sub>、デインターリーブ回路322<sub>1</sub>およびRSD回路324<sub>1</sub>から構成され、復号回路

500<sub>2</sub>は、これらの構成要素に加えてバンクチャド回路520をさらに有している。

信号受信装置52は、第4の実施例に示した信号受信装置50をデジタル形式のテレビジョン信号の受信用とし、 $n=2$ の場合で具体化した装置であり、通信伝送路20から受信した時間領域信号から入力信号 $IN_1$ を復号する。

なお、信号受信装置52の復調回路300、DFT回路302、分離回路310、復号回路500<sub>1</sub>、P/S変換回路312<sub>1</sub>、ビタビ復号回路330<sub>1</sub>、デインターリーブ回路322<sub>1</sub>およびRSD回路324<sub>1</sub>は、それぞれ図21に示した信号受信装置50の復調回路300、DFT回路302、分離回路310、復号回路500<sub>1</sub>、P/S変換回路312<sub>1</sub>、ビタビ復号回路330<sub>1</sub>、デインターリーブ回路322<sub>1</sub>およびRSD回路324<sub>1</sub>に対応しており、これらの信号受信装置52の各構成要素は対応する信号受信装置50の構成要素と対応する機能を有する。

以下、信号送信装置42および信号受信装置52を適用した場合の信号伝送システム1（図3）の動作を簡単に説明する。

RSE回路102<sub>1</sub>、インターリーブ回路104<sub>1</sub>は、信号送信装置40の入力端子#1、#2からそれぞれ入力された入力信号 $IN_1$ 、 $IN_2$ を処理し、インターリーブ信号 $IS_1$ 、 $IS_2$ として、それぞれCNV回路112<sub>1</sub>、112<sub>2</sub>に対して出力する。

CNV回路112<sub>1</sub>は、インターリーブ信号 $IS_1$ を符号化率 $1/2$ で畳み込み符号化して畳み込み符号化信号 $CNS_1$ としてS/P変換回路108<sub>1</sub>に対して出力する。

CNV回路112<sub>2</sub>は、インターリーブ信号 $IS_2$ を符号化率 $1/2$ で畳み込み符号化し、さらにバンクチャド回路420を介して符号化率を大きくし、畳み込み符号化信号 $CNS_2$ としてS/P変換回路108<sub>1</sub>に対して出力する。

バンクチャド回路420は、CNV回路112<sub>2</sub>から入力された畳み込み符号

化信号 $CNS_2$ の所定のビットを取り去って、バンクチャド処理を行い、符号化率を $3/4$ とする。なお、取り去られたビットは、信号受信装置52側でビット位置検出され、適当な値がはめ込まれる。

S/P変換回路108<sub>1</sub>は、CNV回路112<sub>1</sub>から入力された畳み込み符号化信号 $CNS_1$ およびバンクチャド回路420から入力された畳み込み符号化信号 $CNS_2$ をパラレル信号 $PRS_1$ 、 $PRS_2$ に変換し、多重化回路120に対して出力する。

多重化回路120は、パラレル信号 $PRS_1$ 、 $PRS_2$ を多重化し、多重化信号としてIDFT回路130に対して出力する。

IDFT回路130は、パラレル信号 $PRS_1$ 、 $PRS_2$ をIDFT処理して変調回路140に対して出力する。

変調回路140は、多重化信号のタイムスロット $TS_1$ 、 $TS_2$ に含まれる信号を、QPSK変調方式により変調し、信号受信装置52に対して送出する。

信号受信装置52に対して伝送されてきた信号は、復調回路300に入力される。

復調回路300は、入力された信号をそれぞれ、QPSK復調方式により復調し、DFT回路302に対して出力する。

DFT回路302は、復調回路300から入力されたベースバンドの信号を、DFT処理し、周波数領域信号として分離回路310に対して出力する。

分離回路310は、周波数領域信号をタイムスロットごとに分離し、分離信号 $DS_1$ としてP/S変換回路312<sub>1</sub>を介して、あるいは、P/S変換回路312<sub>2</sub>およびバンクチャド回路520を介してビタビ復号回路330<sub>1</sub>に対して出力する。

ビタビ復号回路330<sub>1</sub>は、分離信号 $DS_1$ を符号化率 $1/2$ の畳み込み符号に対するビタビ復号器によりビタビ復号し、ビタビ復号信号 $VDS_1$ としてデインターリーブ回路322<sub>1</sub>に対して出力する。

ビタビ復号回路 330<sub>2</sub> は、バンクチャド回路 520 でビット挿入した信号を符号化率 1/2 の畳み込み符号に対するビタビ復号器によりビタビ復号し、ビタビ復号信号 VDS<sub>2</sub> としてデインターリーブ回路 322<sub>2</sub> に対して出力する。

バンクチャド回路 520 は、バンクチャド回路 420 と逆の処理、つまり、信号送信装置 42 のバンクチャド回路 420 において取り除かれたビット位置を検出し、適当な値を補ってデインターリーブ回路 322<sub>2</sub> に対して出力する。

デインターリーブ回路 322<sub>1</sub> は、ビタビ復号信号 VDS<sub>1</sub> をデインターリーブ処理して RSD 回路 324<sub>1</sub> に対して出力し、RSD 回路 324<sub>1</sub> は、入力された信号をリードソロモン復号して元の入力信号 IN<sub>1</sub> を再生する。

以下、第 5 の実施例に示した信号送信装置 42 および信号受信装置 52 を用い、信号受信装置 52 より復号した信号を映像処理・表示装置 60 に表示させるように構成した場合の信号伝送システム 2 (図 9) における C/N 比と S/N 比との関係を図 27 を用いて説明する。

図 27 に示したように、信号受信装置 52 における受信信号の C/N 比が、所定の値よりも大きい領域 (受信レベル III) においては、信号受信装置 52 において入力信号 IN<sub>2</sub> まで再生可能なので、映像処理・表示装置 60 は付加情報を加えた高品質な映像を表示し、音声を出力することができる。

また、信号受信装置 52 における受信信号の C/N 比が低下して、所定の値よりも小さくなった領域 (受信レベル II) においては、付加情報は再生できないものの、入力信号 IN<sub>1</sub> は再生することができるので、映像処理・表示装置 60 は、付加情報を加えない基本的な映像を表示し、音声を出力することができる。この受信レベル II の領域は、受信信号の C/N 比が、所定の値よりもさらに 2.5 dB 低下した領域まで続く。

しかしながら、受信信号の C/N 比がさらに低下する領域 (受信レベル I) においては、映像処理・表示装置 60 は映像信号等の表示が不可能になる。

ここで、図 27 中の縦軸の S/N 比は、受信レベル II の領域においては再生し



た入力信号  $IN_1$  のみを用いた場合の値であり、受信レベル  $I$  の領域においては再生した入力信号  $IN_1$  ,  $IN_2$  の両方の信号を用いた場合に得られる値である。

第5の実施例に示した信号送信装置42においては、入力信号の数が2であり、これらに対応する符号化回路400、および復号回路500、も2組ずつであったが、入力信号の数は2つに限らない。

また、入力信号を増やした場合、符号化回路400、および復号回路500、を入力信号数に応じて増設する等の手当てを行う必要がある。このように、細かく分割した入力信号に対応するように信号送信装置42および信号受信装置52を構成した場合、図27に示した受信レベルの領域を細かくすることができるので、図2に示した望ましい特性にさらに近づけることができる。

以上説明した、第4の実施例に示した信号送信装置40と信号受信装置50、あるいは、第5の実施例に示した信号送信装置42と信号受信装置52を用いた本発明に係る信号伝送システム1によれば、受信レベル（受信信号のC/N比）に対応した情報量を受信側で受信することができる。したがって、グレースフルデグラデーションに対応したデータ伝送を行うことができる。

また本発明に係る信号伝送システム1、2の信号送信装置40、42においては、複数の入力信号を、それぞれリードソロモン符号化し、畳み込み符号化した後、多重化してOFDM変調する。また、信号受信装置50、52においては、受信した信号から入力信号（情報系列）それぞれを復号するので、従来のように情報系列を多重化した後で符号化する場合よりも符号化変調回路及び復号回路の動作速度が遅くてよい。したがって、従来よりも高速な時間領域信号に対して符号化処理および復号処理を行うことができる。

#### 第6実施例

以下、図28～図31を参照して本発明に係る第6の実施例を説明する。

第6の実施例においては、第1および第4の実施例に示した信号伝送システム1における信号送信装置10、40および信号受信装置30、50を、図28および図29にそれぞれ示す信号送信装置44および信号受信装置54にそれぞれ置換した信号伝送システムの動作原理を説明する。

図28は、第6の実施例における本発明に係る信号送信装置44の構成を示す図である。

図28に示すように、信号送信装置44は、 $n$ 個の符号化回路440<sub>1</sub>、多重化回路120、IDFT回路130および変調回路140から構成される。

符号化回路440<sub>1</sub>は、それぞれRSE回路102<sub>1</sub>、インターリーブ回路104<sub>1</sub>、トレリス符号化回路(TCM回路)110<sub>1</sub>、マッピング回路106<sub>1</sub>から構成されている。

信号送信装置44はこれらの構成部分により、信号送信装置40と同様に、一種のOFDM変調方式による信号送信装置を構成している。

図29は、第6の実施例における本発明に係る信号受信装置54の構成を示す図である。

図29に示すように、信号受信装置54は、復調回路300、DFT回路302、分離回路310および $n$ 個の復号回路540<sub>1</sub>から構成される。

復号回路540<sub>1</sub>は、それぞれP/S変換回路312<sub>1</sub>、ビタビ復号回路330<sub>1</sub>、デインターリーブ回路322<sub>1</sub>およびRSD回路324<sub>1</sub>から構成されている。

信号受信装置54も、以上の各構成部分により、信号受信装置50と同様に、信号送信装置44から送られてきた信号をOFDM方式により復調することができる。

トレリス符号化回路(TCM回路)110<sub>1</sub>の構成は上述の図12、図13と同じで同じ動作をする。またマッピング回路106<sub>1</sub>の構成は、上述の実施例1および2の場合と同じである。

以下、信号送信装置 44 および信号受信装置 54 の動作を説明する。

信号送信装置 40 と同様に、伝送されるべきデータは、信号送信装置 44 に入力される前に、予め重要性に応じた  $n$  個の部分（入力信号  $IN_1 \sim IN_n$ ）に分割され、それぞれ入力端子 #  $i$  に入力される。

入力端子 #  $i$  にそれぞれ入力された入力信号  $IN_i$  は、RSE回路 102<sub>i</sub> においてリードソロモン符号化され、インターリーブ回路 104<sub>i</sub> においてインターリーブされ、TCM回路 110<sub>i</sub> において入力信号  $IN_i$  に対応した符号化率でトレリス符号化されてマッピング回路 106<sub>i</sub> に対して出力される。

なお、信号送信装置 40 の CNV 回路 112<sub>i</sub> と同様に、信号送信装置 44 の TCM 回路 110<sub>i</sub> は、入力信号  $IN_i$  の重要性が高ければ高いほど小さい符号化率で、入力信号  $IN_i$  の重要性が低ければ低いほど大きい符号化率で符号化を行う。

符号化された情報に基づいて、マッピング回路 106<sub>i</sub> で変調信号点に対応する振幅と位相情報が割り当てられ、それぞれ互いに直交する 2 つの直交信号成分 I、Q からなるマッピング信号 MPS<sub>i</sub> として多重化回路 120 に対して出力される。

多重化回路 120 は、マッピング信号 MPS<sub>i</sub> を多重化し、多重化信号として IDFT 回路 130 に対して出力する。

多重化されたマッピング信号 MPS<sub>i</sub> の直交信号成分 I、Q は搬送波の変調信号として IDFT 回路 130 に入力される。

IDFT 回路 130 では次々と入力される周波数領域信号を搬送波の変調信号とし、例えば 3 ビットの情報は 8 PSK、4 ビットの情報は 16 QAM というように多値符号化され、 $N$  本の搬送波ごとに一括して変調され、各搬送波の時間領域の信号の和として出力される。この時間領域の信号は、変調回路 140 において直交変調される。

図 30 は搬送波の割り当てを示す図である。図 30 に示すように、信号伝送装

置 4 4 への階層化された  $n$  個の入力信号それぞれに割り当てられる搬送波信号の数を  $m$  ( $m$  は整数) とすると、OFDM 変調の総搬送波信号数は  $N = m \times n$  となる。しかし、IDFT 回路 1 3 0 の IDFT 処理により入力信号の階層化の数  $n$  それぞれにつき  $m$  個の搬送波信号の数は同数である必要はない。

図 3 0 に示すように、多重化回路 1 2 0 から出力された多重化信号に含まれるパラレル信号にそれぞれ対応する周波数  $f_{11}, f_{21}, \dots, f_{n1}, f_{12}, f_{22}, \dots, f_{n2}, \dots, f_{nm}$  の  $n \times m = N$  本の搬送波信号の内、例えば周波数  $f_{11} \sim f_{1m}$  の搬送波信号に対応する周波数領域信号は 8 PSK で変調されており、周波数  $f_{21} \sim f_{2m}$  の搬送波信号に対応する周波数領域信号は 16 QAM で変調される。

図 3 1 は、IDFT 回路 1 3 0 において生成された時間領域信号が時間方向の和として変調回路 1 4 0 に対して出力される様子を示した図である。

$n$  個の各階層化された入力信号それぞれに対して搬送波信号 (キャリア) が  $m$  本割り当てられているとすると、OFDM 変調の総搬送波信号数は  $N = n \times m$  本となる。入力端子 #  $i$  に入力された信号を、図 2 3 に示すように  $j \times n + i$  番目 ( $0 \leq j \leq m - 1$ ;  $j$  は整数) の搬送波信号に割り当てられるようにすると、周波数に関するインターリーブ効果によって、選択性フェージングなどの影響を軽減することができる。IDFT 回路 1 3 0 では、次々と入力されてくる周波数領域の PSK、QAM 変調情報 #  $1m, \# 2m, \dots, \# nm$  が IDFT による変換によってシンボル単位で時間領域の信号に変換され、さらに時間方向の和として出力される。 $N$  本の搬送波信号ごと (シンボルごと) にそれぞれ多値符号化されて一括して変調されて、各搬送波信号の時間領域の信号の和の信号が生成され、シンボルごとの順番で時間方向に変調回路 1 4 0 に対して出力される。

以下、信号受信装置 5 4 の動作を説明する。

信号送信装置 4 4 から時間領域信号を受信した信号受信装置 5 4 は、信号受信装置 5 0 と同様に、時間領域信号に対して信号送信装置 4 4 とほぼ逆の処理を行って入力信号  $I N_1$  を復号する。

信号受信装置 54 に伝送されてきた時間領域信号は、復調回路 300 で復調され、DFT 回路 302 で周波数領域の信号に変換され、分離回路 310 でタイムスロットごとに分離され、直交する直交信号成分 I, Q を含む分離信号 DS<sub>i</sub> として復号回路 540<sub>i</sub> の P/S 変換回路 312<sub>i</sub> に対して出力される。

P/S 変換回路 312<sub>i</sub> に入力された分離信号 DS<sub>i</sub> は、シリアル形式の信号に変換され、ビタビ復号回路 330<sub>i</sub> によりビタビ復号され、デインターリーブ回路 322<sub>i</sub> によりインターリーブ回路 104<sub>i</sub> と逆の処理が施され、RSD 回路 324<sub>i</sub> によりリードソロモン復号され、伝送前の入力信号 IN<sub>i</sub> に復号されて出力端子 # i から出力される。

以上述べたように、信号送信装置 44 は信号送信装置 40 と同様に、信号受信装置 54 側において受信状態が悪くなった（受信信号の C/N 比が低い）場合にもその伝送を確保することができ、しかも、効率よく入力信号 IN<sub>i</sub> を伝送することができる。

#### 第 7 実施例

以下、図 32 および図 33 を参照して本発明の第 7 の実施例を説明する。

図 32 は、第 7 の実施例における本発明に係る信号送信装置 46 の構成を示す図である。

図 32 に示すように、信号送信装置 46 は、2 個の符号化回路 440<sub>i</sub>、多重化回路 120、IDFT 回路 130 および変調回路 140 から構成される。

符号化回路 440<sub>i</sub> は、それぞれ RSE 回路 102<sub>i</sub>、インターリーブ回路 104<sub>i</sub>、TCM 回路 110<sub>i</sub> およびマッピング回路 (MAP) 106<sub>i</sub> から構成されている (i = 1, 2、以下、第 7 の実施例において同じ)。

トレリス符号化回路 (TCM 回路) 110<sub>i</sub> の構成は上述の図 12、図 13 と同じで同じ動作をする。またマッピング回路 106<sub>i</sub> の構成は、上述の実施例 1 および 2 の場合と同じである。

信号送信装置 4 6 の入力端子  $i$  に入力される入力信号  $IN_i$  は、第 5 の実施例において図 2 6 に示した信号送信装置 4 2 に入力される入力信号と同様に、重要性に対応して 2 階層に分割されている。

信号送信装置 4 6 の各構成部分は、第 6 の実施例において図 2 8 に同一符号を付して示した信号送信装置 4 4 の各構成部分に対応し、同一の機能を有し、同一の動作を行う。

図 3 3 は、第 7 の実施例における本発明に係る信号受信装置 5 6 の構成を示す図である。

図 3 3 に示すように、信号受信装置 5 6 は、第 6 の実施例に示した信号受信装置 5 4 をデジタル形式のテレビジョン信号の受信用とし、 $n = 2$  の場合で具体化した装置である。

信号受信装置 5 6 は、復調回路 3 0 0、DFT 回路 3 0 2、分離回路 3 1 0 および 2 個の復号回路 5 4 0<sub>1</sub> から構成される。

復号回路 5 4 0<sub>1</sub> は、P/S 変換回路 3 1 2<sub>1</sub>、ビタビ復号回路 3 3 0<sub>1</sub>、デインターリーブ回路 3 2 2<sub>1</sub> および RSD 回路 3 2 4<sub>1</sub> から構成される。

信号受信装置 5 6 の各構成部分は、第 6 の実施例において図 2 9 に同一符号を付して示した信号受信装置 5 4 の各構成部分に対応し、同一機能を有し、同一の動作を行う。

以下、信号送信装置 4 6 および信号受信装置 5 6 を、信号送信装置 1 0 および信号受信装置 3 0 と置換した場合の信号伝送システム 1 (図 3) を例に、信号送信装置 4 6 および信号受信装置 5 6 の動作を簡単に説明する。

RSE 回路 1 0 2<sub>1</sub>、インターリーブ回路 1 0 4<sub>1</sub> は、信号送信装置 4 6 の入力端子 # 1、# 2 からそれぞれ入力された入力信号  $IN_1$ 、 $IN_2$  を処理してインターリーブ信号  $IS_1$ 、 $IS_2$  として、それぞれ TCM 回路 1 1 0<sub>1</sub> に対して出力する。

TCM 回路 1 1 0<sub>1</sub> は、インターリーブ信号  $IS_1$  を、符号化率 3/4 でトレ

リス符号化してトレリス符号化信号 $TCS_1$ としてマッピング回路106<sub>1</sub>に対して出力する。

TCM回路110<sub>2</sub>は、インターリーブ信号 $IS_2$ を、符号化率 $5/6$ でトレリス符号化してトレリス符号化信号 $TCS_2$ としてマッピング回路106<sub>2</sub>に対して出力する。

マッピング回路106<sub>1</sub>、106<sub>2</sub>は、符号化信号をマッピングしてパラレル信号 $PRS_1$ 、 $PRS_2$ として多重化回路120に対して出力する。

多重化回路120は、パラレル信号を多重化してIDFT回路130に対して出力する。

IDFT回路130は、多重化回路から入力された信号を一括して16QAM変調および64QAM変調して変調回路140に対して出力する。

変調回路140は、IDFTから入力された信号で通信伝送路20上の搬送周波数の搬送波を変調し、変調信号を生成して信号受信装置56に伝送する。

信号送信装置46から伝送されてきた変調信号は信号復調装置56の復調回路300に入力される。

復調回路300に入力された延長信号は、変調回路140における変調方式に対応する復調方式によりベースバンドの信号に復調され、復調信号としてDFT回路302に対して出力される。

DFT回路302に入力されたベースバンドの復調信号は、DFT変換処理により一括して復調され、タイムスロットごとに分離されて分離信号 $DS_1$ としてP/S変換回路312<sub>1</sub>に対して出力される。

分離信号 $DS_1$ は、符号化率 $3/4$ のトレリス復調により復調されて畳み込み復号信号 $CDS_1$ としてデインターリーブ回路312<sub>1</sub>に対して出力される。

分離信号 $DS_2$ は、符号化率 $5/6$ のトレリス復調により復調されて畳み込み復号信号 $CDS_2$ としてデインターリーブ回路312<sub>2</sub>に対して出力される。

畳み込み復号信号 $CDS_1$ は、デインターリーブ回路312<sub>1</sub>によりデインタ

ーリーブされ、RSD回路324により元の入力信号IN<sub>1</sub>に復号される。

信号送信装置46および信号受信装置56を用いると、テレビジョン信号の受信側におけるC/N比、および、再生されたテレビジョン信号のS/N比と、データ再生の可能性の関係も、図16に示す通りになる。したがって、信号伝送システム2(図9)に信号送信装置46および信号受信装置56を用いても、信号送信装置12および信号受信装置32を用いた場合と同様な効果を得ることができる。

なお、信号送信装置44および信号受信装置54についても、第4～第6の実施例に示したような変形が可能である。

以上説明したように、本発明に係る信号送信装置、信号受信装置およびこれらの方法によれば、例えばテレビジョン信号をディジタル形式でデータ伝送する場合に、受信側において信号レベルが大きい場合に良好なテレビジョン映像および音声を提供することができるとともに、信号レベルが小さい場合においてもある程度の品質のテレビジョン映像および音声を提供する、いわゆるグレースフルデグラデーションを実現可能である。

また、本発明に係る信号送信装置、信号受信装置およびこれらの方法によれば、受信側における受信信号のC/N比が一定値以下になった場合に、全くデータの再生が不可能とはならず、C/N比に応じたS/N比でデータを再生可能である。

また、本発明に係る信号送信装置、信号受信装置およびこれらの方法によれば、受信状態、つまり、受信信号のC/N比に応じたスループットでデータ伝送が可能である。

#### 産業上の利用可能性

本発明に係る信号送信装置、信号受信装置および信号送受信装置は、例えば、無線通信回線を介したディジタルテレビジョン放送の分野において、画質の向上



WO 96/07260

PCT/JP95/01736

に利用することができる。

### 請求の範囲

1. 複数の入力信号を、該入力信号それぞれに対応した符号化率で誤り訂正符号化した複数の符号化信号を生成する符号化手段と、  
前記複数の符号化信号を、該符号化信号を所定の順序に多重化する多重化手段と、

前記多重化された符号化信号を変調して出力する変調手段とを有する  
信号送信装置。

2. 前記符号化手段は、前記複数の入力信号それぞれを、該入力信号の重要度が高ければ高いほど小さい符号化率で該入力信号を符号化し、該入力信号の重要度が低ければ低いほど大きい符号化率で符号化する

請求項 1 に記載の信号送信装置。

3. 前記複数の入力信号は、全体としては 1 つの信号を構成するものであって、重要度に応じて  $n$  個の入力信号に分割されており、

上記  $n$  個の入力信号のそれぞれに対応して、前記符号化手段は入力信号をブロック符号化するブロック符号化手段と、ブロック符号化された前記入力信号をインターリーブするインターリーブ手段と、前記インターリーブされた入力信号を畳み込み符号化する畳み込み符号化手段とを  $n$  系統有する

請求項 2 に記載の信号送信装置。

4. 前記  $n$  系統の畳み込み符号化手段のそれぞれの構成を変えることにより前記符号化率を変える

請求項 3 に記載の信号送信装置。

5. さらに前記畳み込み符号化手段により符号化された信号に対してパンクチャ

リング処理を行うバンクチャリング手段を有し、該バンクチャリング処理により前記符号化率を変える

請求項 3 に記載の信号送信装置。

6. 前記複数の入力信号は、全体としては 1 つの信号を構成するものであって、重要度に応じて  $n$  個の入力信号に分割されており、

上記  $n$  個の入力信号のそれぞれに対応して、前記符号化手段は入力信号をブロック符号化する手段と、ブロック符号化された前記入力信号をインターリーブするインターリーブ手段と、前記インターリーブされた入力信号をトレリス符号化するトレリス符号化手段とを  $n$  系統有する

請求項 2 に記載の信号送信装置。

7. 前記変調手段は、前記多重化された複数の符号化信号それぞれを、入力信号の重要度に対応した個別の多値変調方法で変調を行うようにした

請求項 6 に記載の信号送信装置。

8. 前記変調手段は、前記符号化信号の重要度が高ければ高いほど 1 信号点当たりの情報量が少ない多値変調方法で変調し、前記符号化信号の重要度が低ければ低いほど 1 信号点当たりの情報量が多い多値変調方法で変調するようにした

請求項 7 に記載の信号送信装置。

9. さらに前記多重化された符号化信号を、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換した時間領域信号を生成する変換手段を有し、

前記変調手段は、該変換手段からの出力を OFDM 変調して出力するようにした

請求項 3 に記載の信号送信装置。

10. 前記複数の入力信号のそれぞれに対して複数のOFDM変調キャリアが割り当てられ、OFDM変調キャリア全てにおいて同一の変調方式で変調を行う  
請求項9に記載の信号送信装置。

11. さらに前記多重化された符号化信号を、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換する時間領域信号を生成する変換手段を有し、  
前記変調手段は、該変換手段からの出力をOFDM変調して出力するようにした  
請求項6に記載の信号送信装置。

12. 前記複数の入力信号のそれぞれに対して複数のOFDM変調キャリアを割当て、前記入力信号それぞれに対応する複数のOFDMキャリアごとに変調方式を変えて変調する  
請求項11に記載の信号送信装置。

13. 複数の入力信号それぞれを前記複数の入力信号それぞれに対応した符号化率で誤り訂正符号化された複数の符号化信号を、所定の順序に多重化し、該多重化された複数の符号化信号を変調した伝送信号を受信する信号受信装置であって、  
前記変調された伝送信号を復調し、復調信号を生成する復調手段と、  
前記復調信号から前記多重化された複数の符号化信号に分離する分離手段と、  
分離された前記複数の符号化信号それぞれを、前記複数の符号化信号それぞれに対応する誤り訂正復号方式で復号して復号信号として出力する復号手段と  
を有する信号受信装置。

14. 前記複数の入力信号は、全体としては1つの信号を構成するものであって

、重要度に応じて  $n$  個の入力信号に分割されており、前記複数の入力信号それぞれは、該入力信号の重要度が高ければ高いほど小さい符号化率で該入力信号を符号化され、該入力信号の重要度が低ければ低いほど大きい符号化率で符号化されており、

前記復号手段では、復号された  $n$  個の復号信号の内、誤り訂正不可能な誤りが発生していない復号信号のみを出力する

請求項 13 に記載の信号受信装置。

15. 前記多重化された複数の符号化信号それぞれは入力信号の重要度に対応した個別の多値変調方法で変調されており、

前記復調手段は、受信した伝送信号は送信側で変調された変調方式に対応する復調方式で復調する

請求項 15 に記載の信号受信装置。

16. 前記  $n$  個の入力信号のそれぞれはブロック符号化処理、インターリーブ処理、畳み込み符号化処理をされた後、多重化されて変調されており、

前記復号手段は、分離手段により分離された前記複数の符号化信号をビタビ復号するビタビ復号手段と、ビタビ復号された信号をデインターリーブするデインターリーブ手段と、デインターリーブされた信号をブロック復号するブロック復号化手段とからなる

請求項 14 に記載の信号受信装置。

17. 前記多重化された符号化信号は、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換され、前記複数の入力信号のそれぞれに対して割当てられた複数の OFDM 変調キャリアを用いると共に、全ての OFDM キャリアにおいて同一の変調方式で OFDM 変調されており、

上記復調手段は、OFDM変調キャリア全てにおいて同一の復調方式で復調を行うOFDM復調手段と、復調された復調信号を時間領域信号から周波数領域信号に変換する変換手段とからなる

請求項16に記載の信号受信装置。

18. 前記n個の入力信号のそれぞれはブロック符号化処理、インターリーブ処理、トレリス符号化処理をされた後、多重化されて変調されており、

前記復号手段は、分離手段により分離された前記複数の符号化信号をビタビ復号するビタビ復号手段と、ビタビ復号された信号をデインターリーブするデインターリーブ手段と、デインターリーブされた信号をブロック復号するブロック復号化手段とからなる

請求項14に記載の信号受信装置。

19. 前記多重化された符号化信号は、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換され、前記複数の入力信号のそれぞれに対して割当てられた複数のOFDM変調キャリアを用いると共に、前記入力信号それぞれに対応する複数のOFDMキャリアごとに変調方式を変えてOFDM変調されており、

前記復調手段は、前記入力信号それぞれに対応する複数のOFDMキャリアごとに復調方式を換えて復調する

請求項18に記載の信号受信装置。

20. 全体としては1つの信号を構成するデジタル信号を重要度に応じて複数の入力信号に分割し、誤り訂正符号化及び変調処理を施し、伝送路を介して受信側に送信する信号送受信方法であって、

送信側では、前記複数の分割された入力信号それぞれを前記複数の入力信号それぞれに対応した符号化率で誤り訂正符号化された複数の符号化信号を、所定の

順序に多重化し、該多重化された複数の符号化信号を変調して送信し、

受信側では、受信した変調された伝送信号を復調し、復調された信号から前記複数の符号化信号に分離し、分離された前記複数の符号化信号それぞれを、前記複数の符号化信号それぞれに対応する誤り訂正復号方式で復号して復号信号として出力する

信号送受信方法。

2 1. 前記送信側の前記誤り訂正符号化では、前記入力信号の重要度が高ければ高いほど小さい符号化率で該入力信号を符号化し、該入力信号の重要度が低ければ低いほど大きい符号化率で符号化する

請求項 2 0 に記載の信号送受信方法。

2 2. 前記送信側では、前記多重化された複数の符号化信号それぞれを、入力信号の重要度に対応した個別の多値変調方法で変調し、

前記受信側では、受信した伝送信号が送信側で変調された変調方式に対応する復調方式で復調する

請求項 2 1 に記載の信号送受信方法。

2 3. 前記送信側では、前記符号化信号の重要度が高ければ高いほど 1 信号点当たりの情報量が少ない多値変調方法で変調し、前記符号化信号の重要度が低ければ低いほど 1 信号点当たりの情報量が多い多値変調方法で変調する。

請求項 2 2 に記載の信号送受信方法。

2 4. 前記送信側では、前記多重化された符号化信号を、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換し、該変換された信号を OFDM 変調して出力し、

前記受信側では、受信した信号を OFDM 復調し、復調された信号を時間領域

の信号から周波数領域の信号に変換して前記複数の符号化信号に分離する  
請求項 2 1 に記載の信号送受信方法。

2 5. 前記送信側では、前記誤り訂正符号化として、ブロック符号化処理、インターリーブ処理、畳み込み符号化処理を行い、

前記受信側では、誤り訂正復号化として、ビタビ復号処理、デインターリーブ処理、ブロック復号処理を行う

請求項 2 4 に記載の信号送受信方法。

2 6. 前記送信側では、前記複数の入力信号のそれぞれに対して複数の OFDM 変調キャリアが割り当てられ、OFDM 変調キャリア全てにおいて同一の変調方式で変調を行う

請求項 2 5 に記載の信号送受信方法。

2 7. 前記送信側では、前記誤り訂正符号化として、ブロック符号化処理、インターリーブ処理、トレリス符号化処理を行い、

前記受信側では、誤り訂正復号化として、ビタビ復号処理、デインターリーブ処理、ブロック復号処理を行う

請求項 2 4 に記載の信号送受信方法。

2 8. 前記送信側では、前記複数の入力信号のそれぞれに対して複数の OFDM 変調キャリアを割当て、前記入力信号それぞれに対応する複数の OFDM キャリアごとに変調方式を変えて変調する

請求項 2 7 に記載の信号送受信方法。



FIG. 1

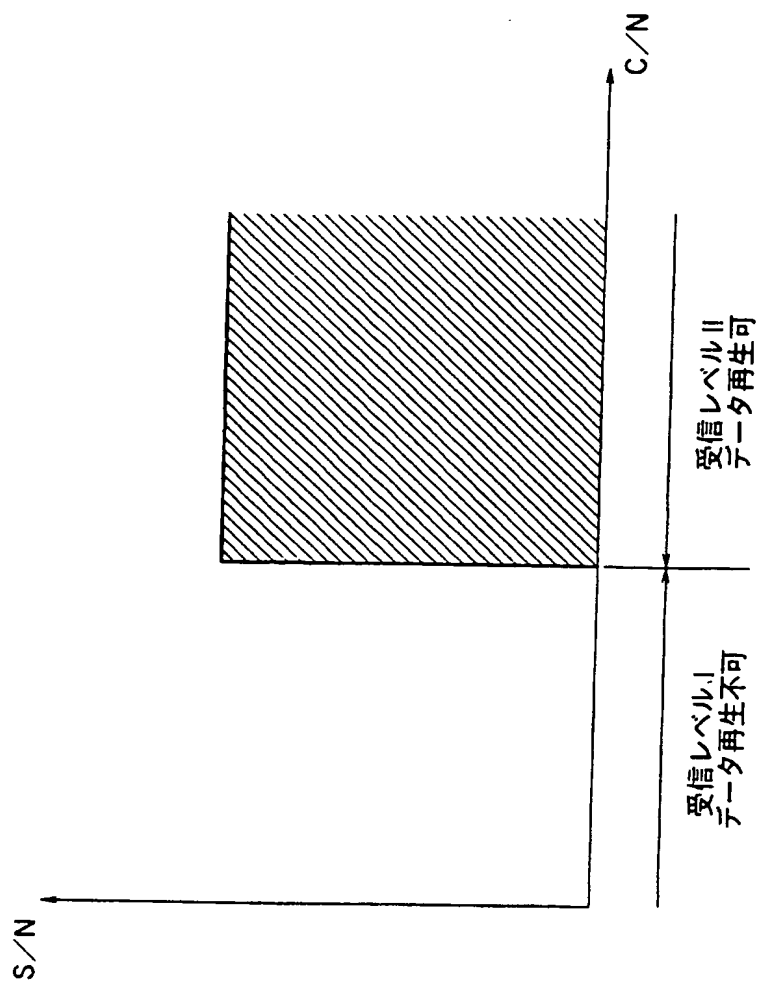


FIG. 2

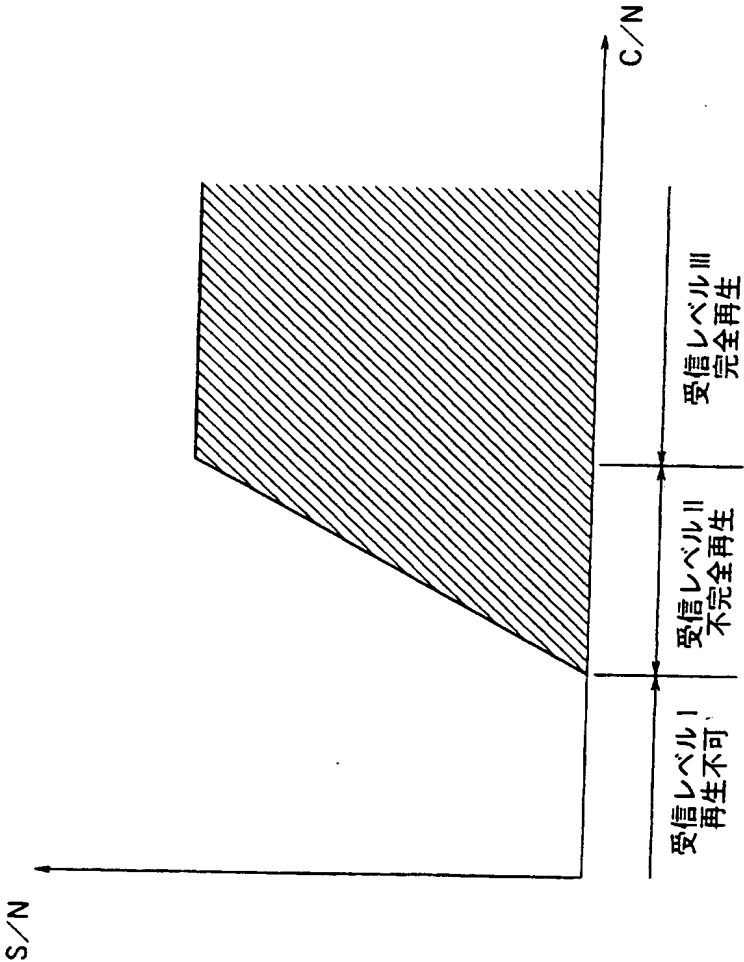


FIG. 3

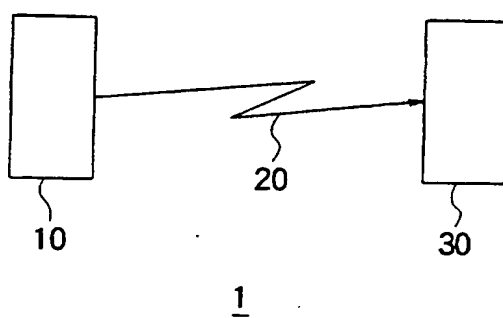


FIG. 4

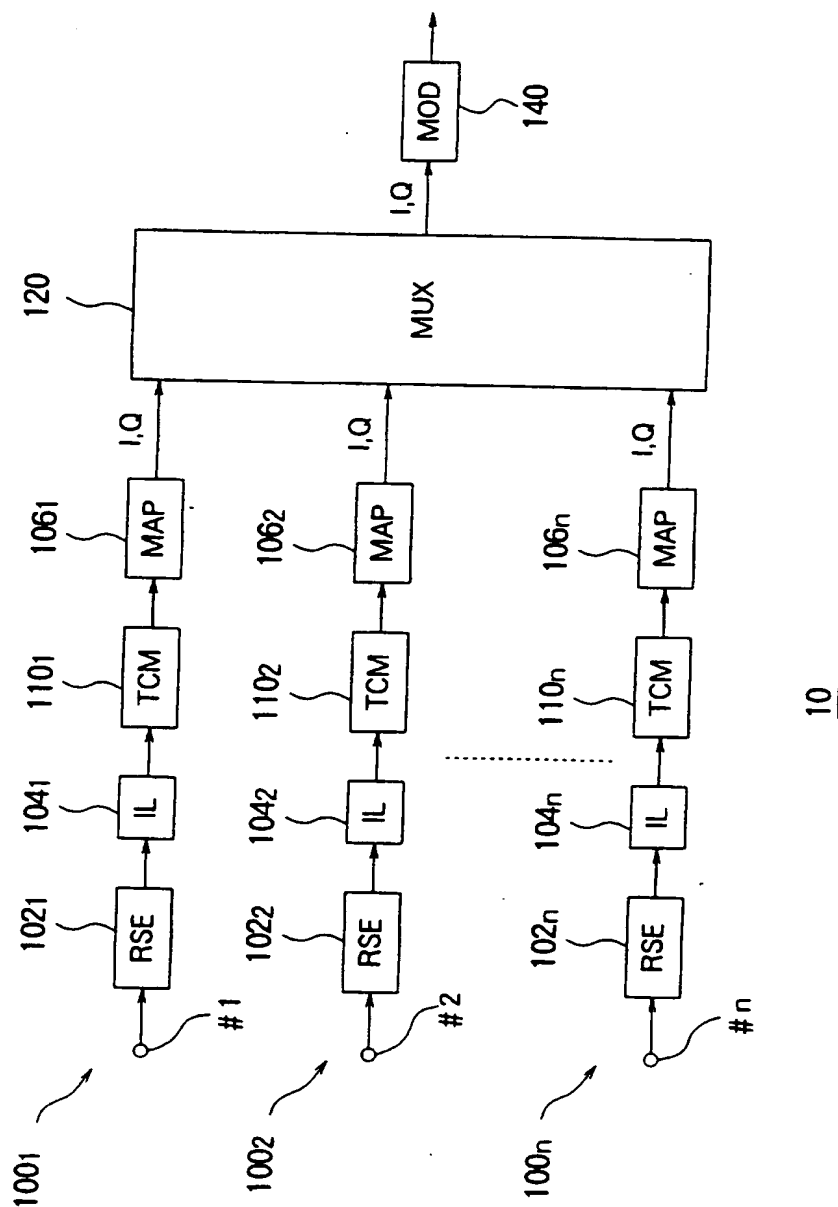


FIG. 5

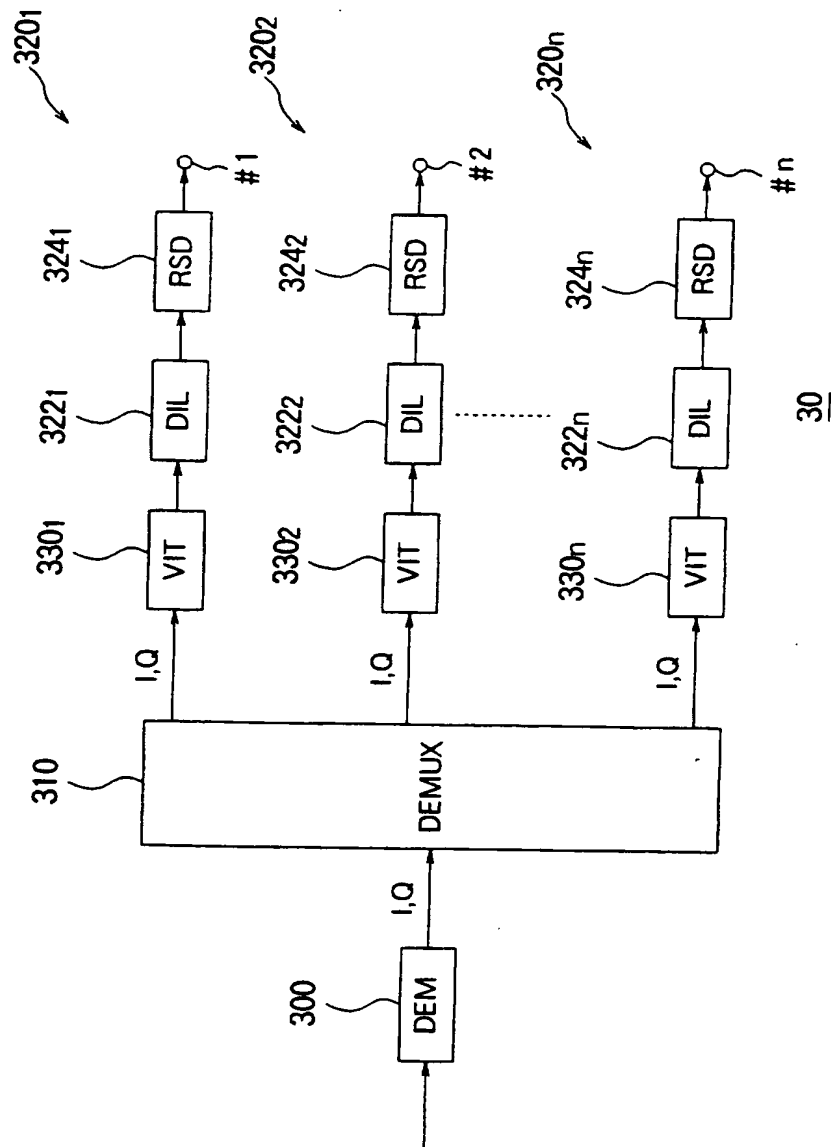


FIG. 6

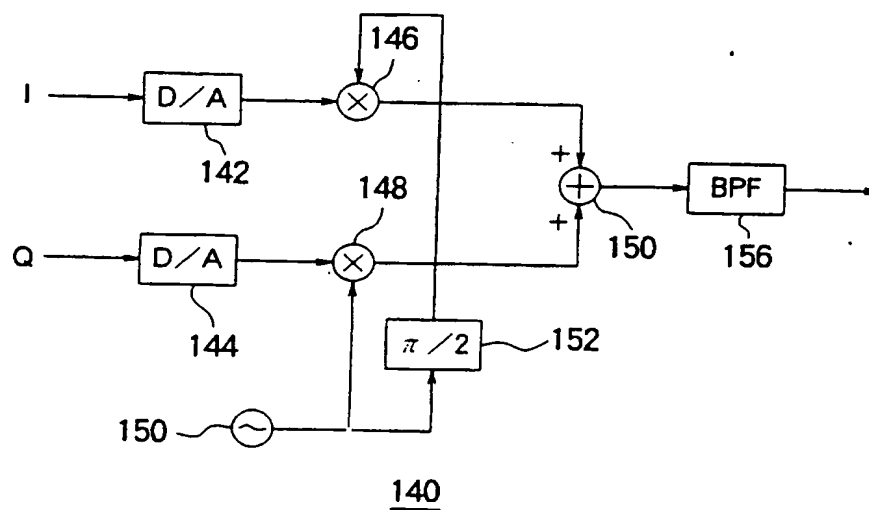


FIG. 7

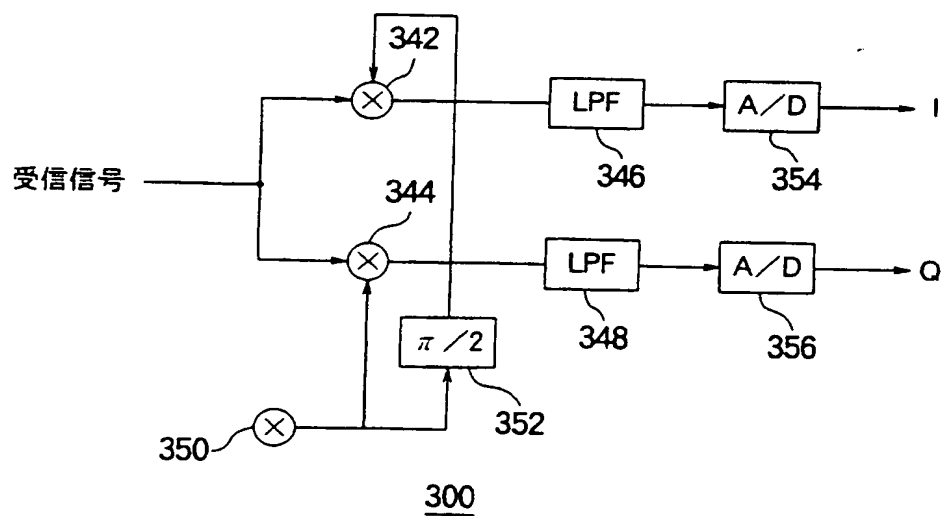


FIG. 8

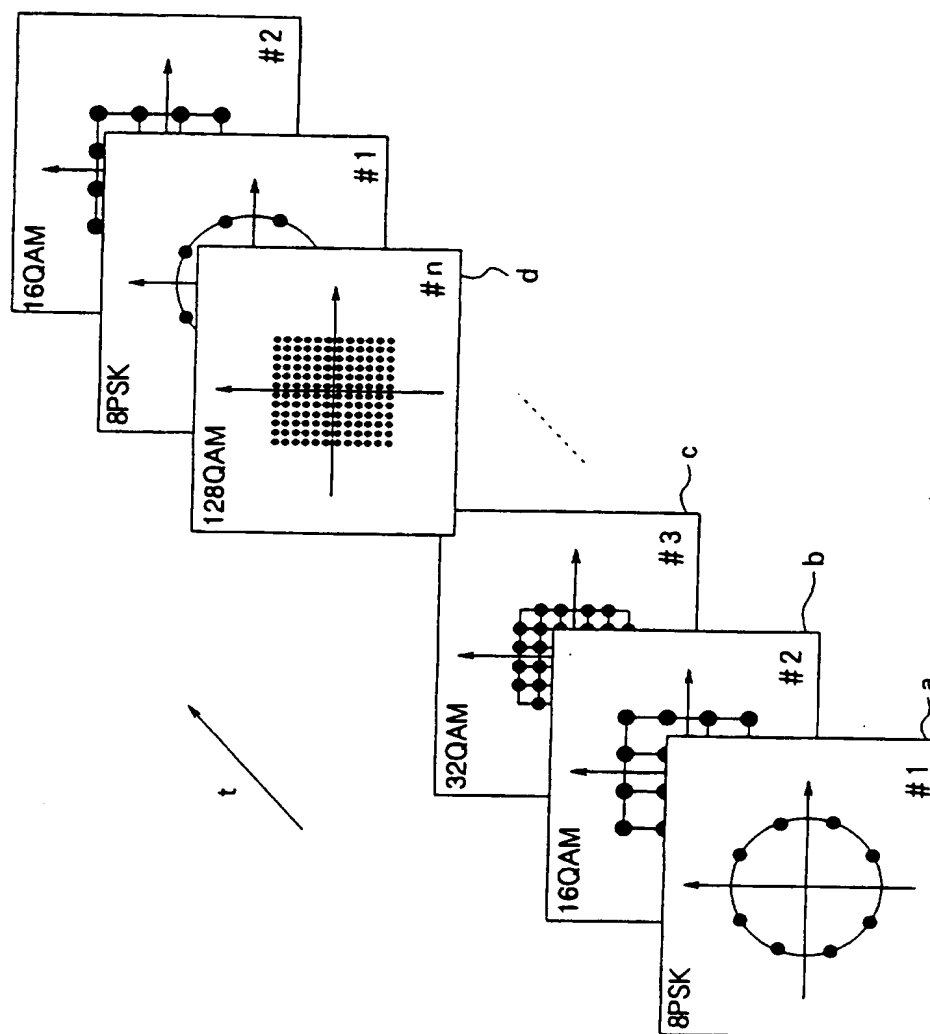


FIG. 9

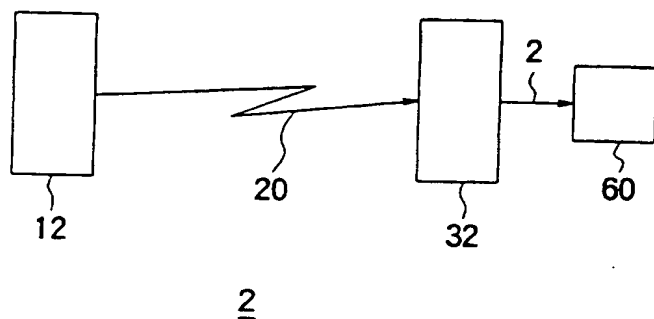
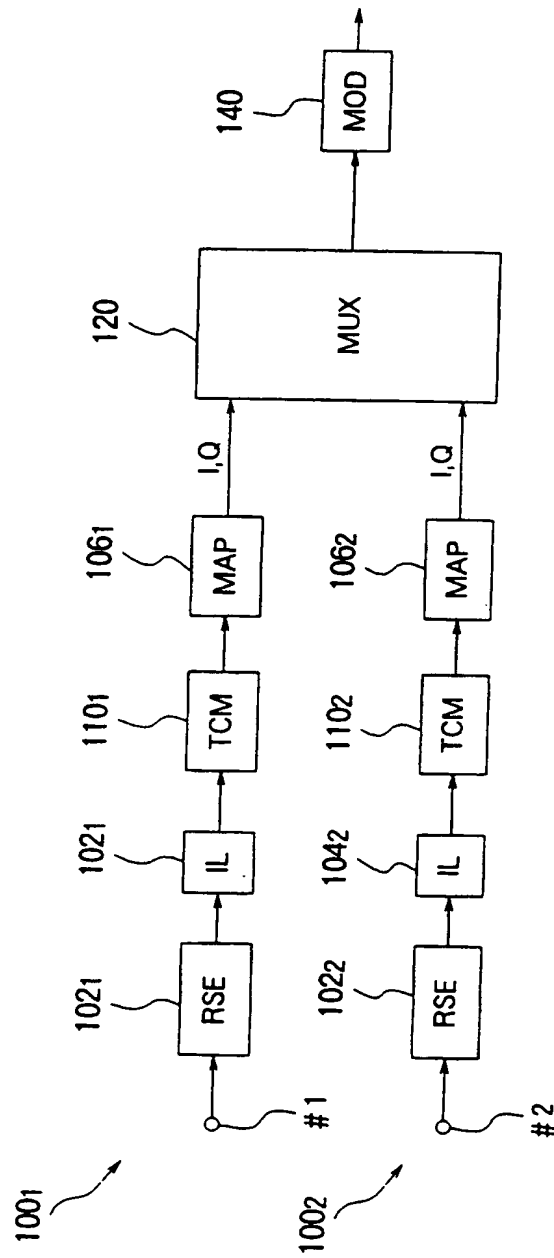


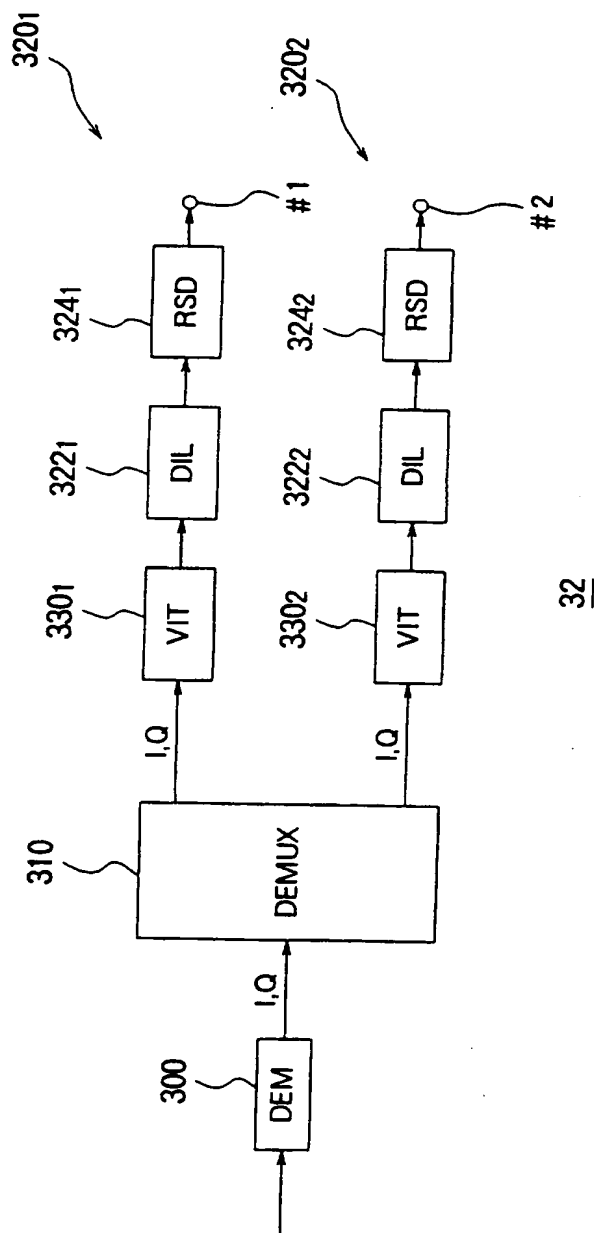


FIG. 10

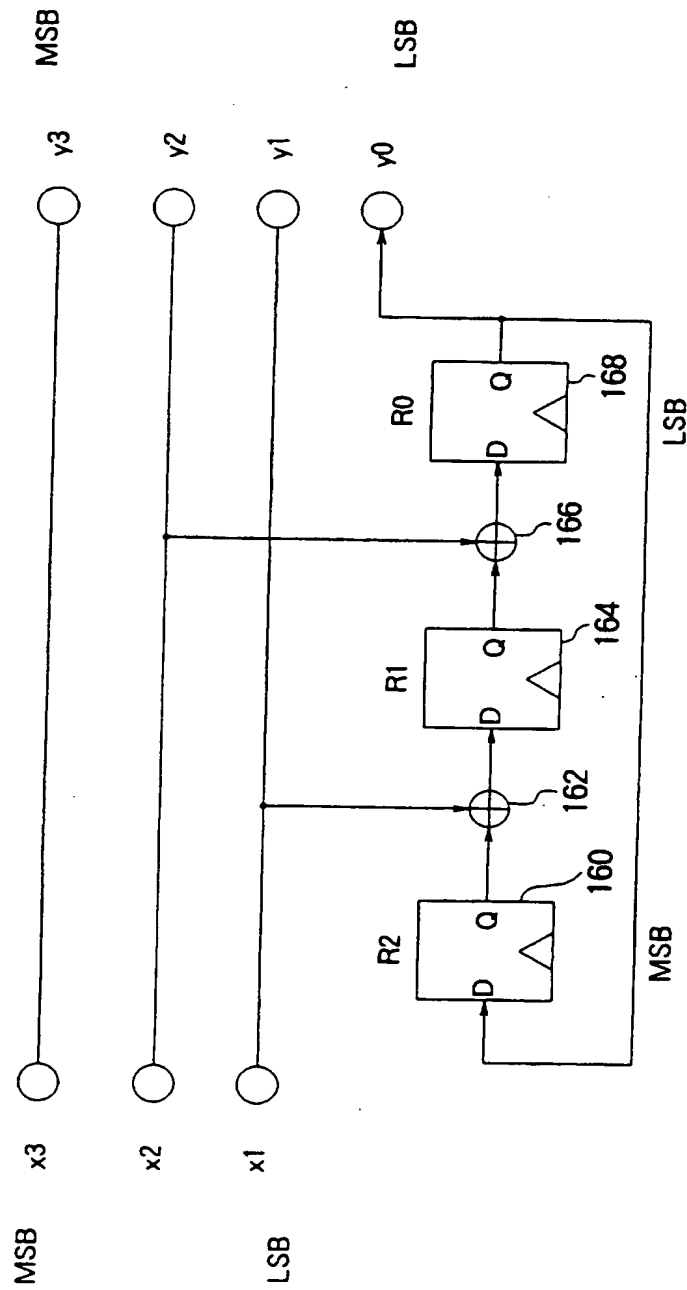


12

FIG. 11

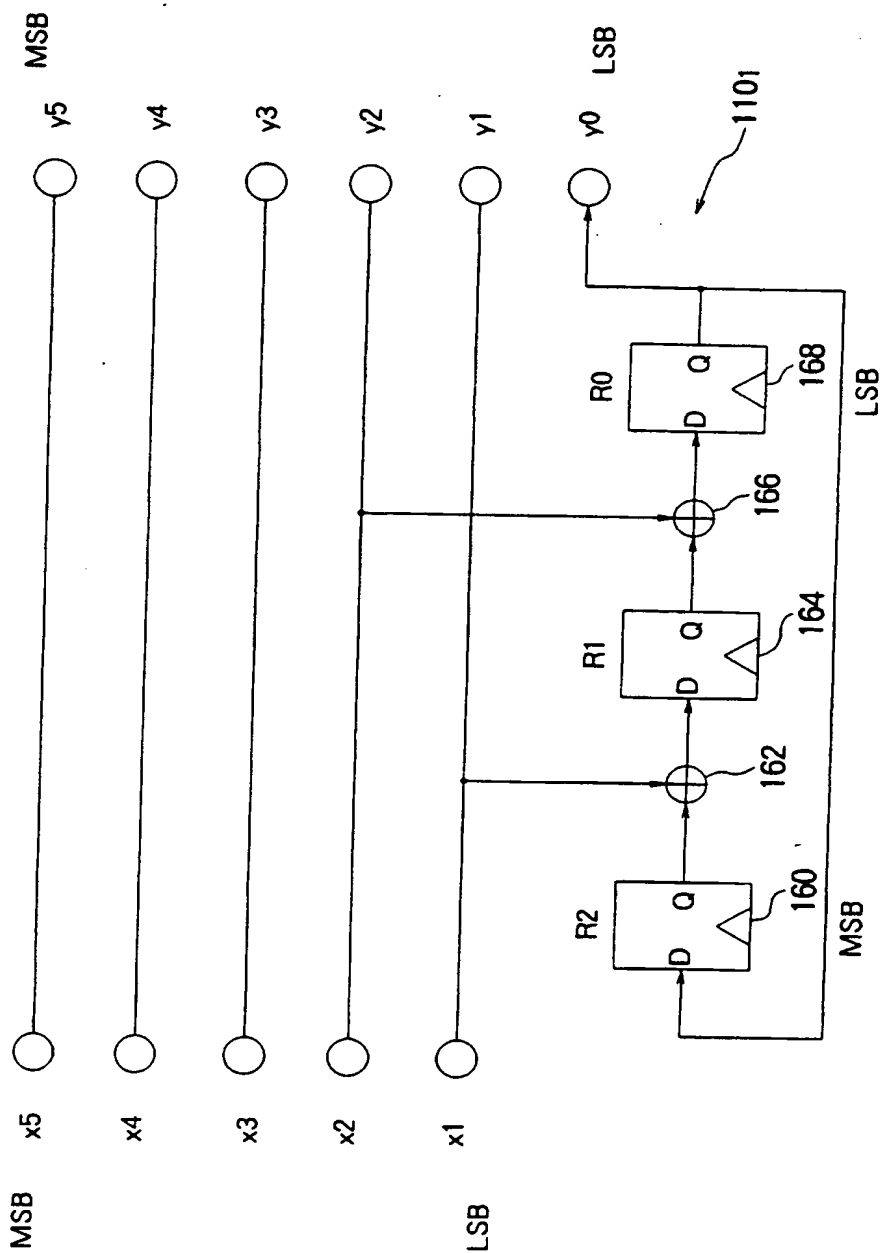


**FIG. 12**



1101

FIG. 13



1102

FIG. 14

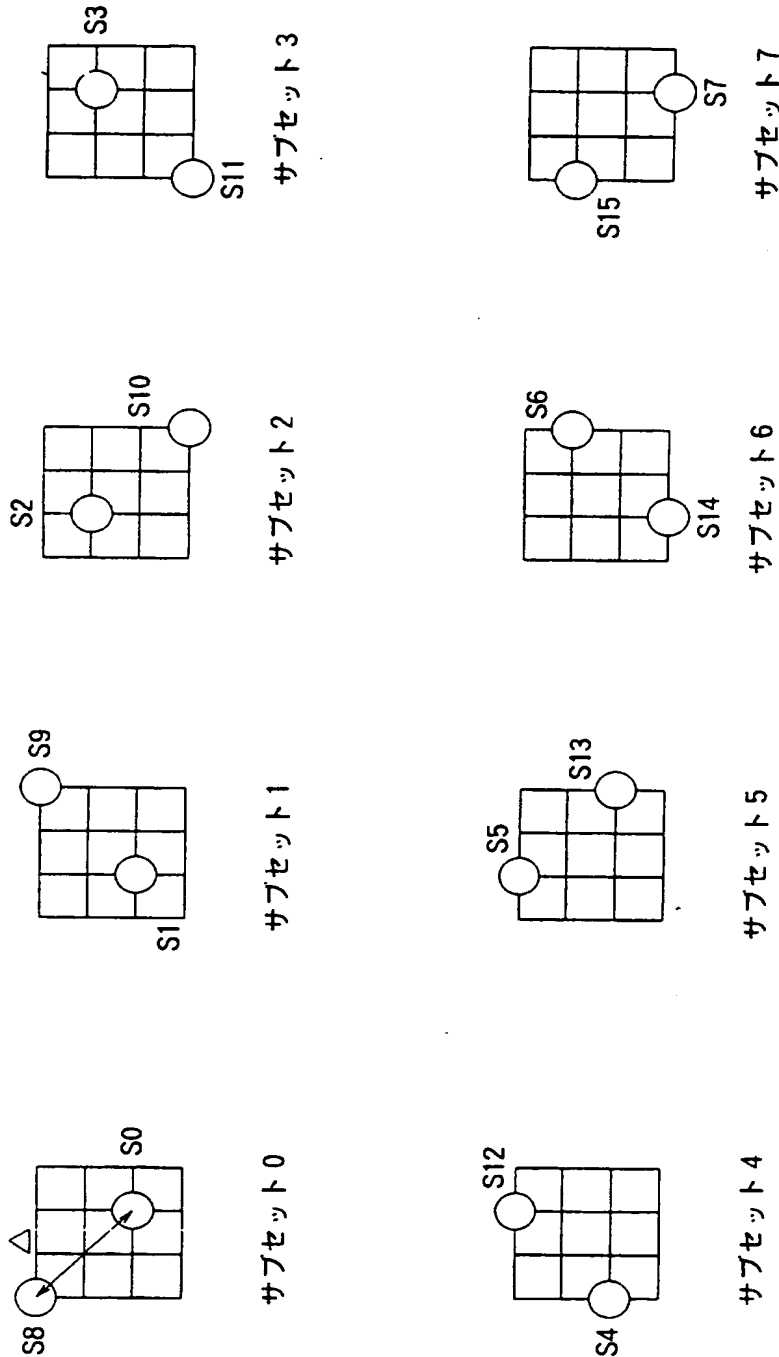


FIG. 15

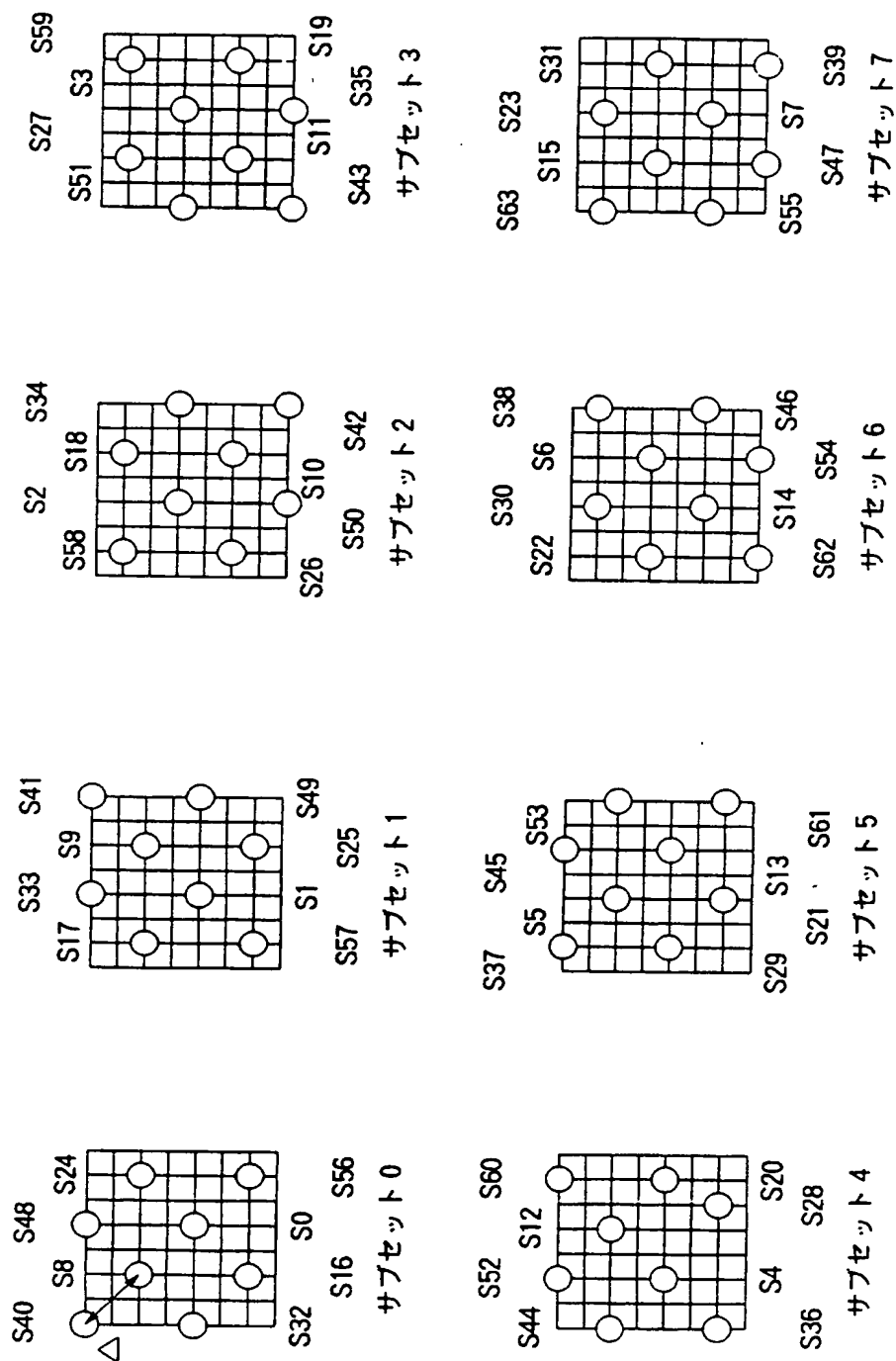


FIG. 16

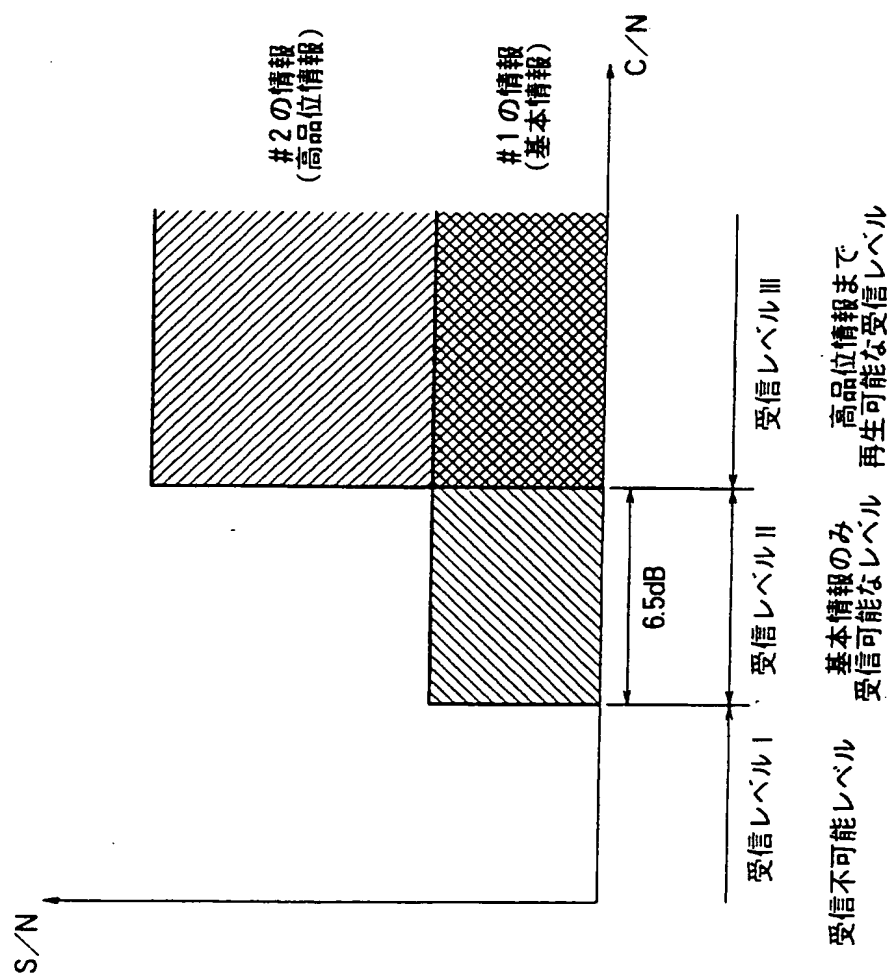
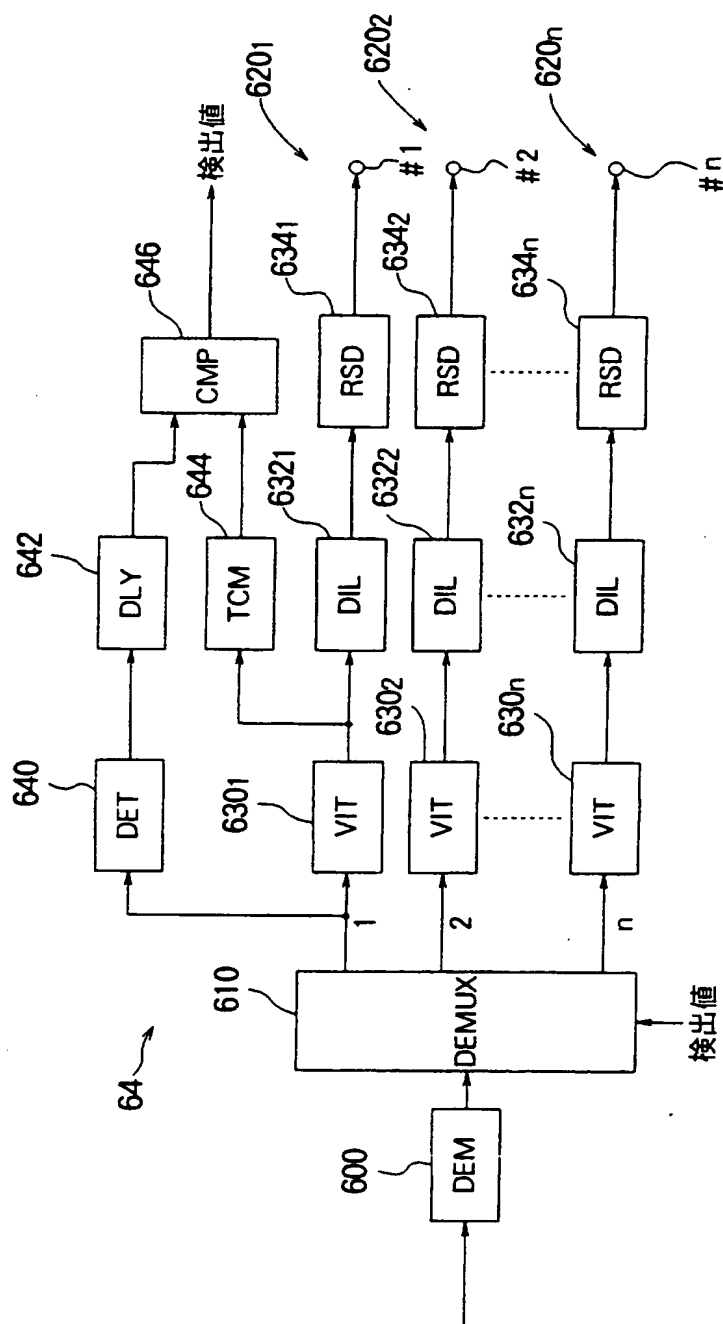


FIG. 17



62



FIG. 18

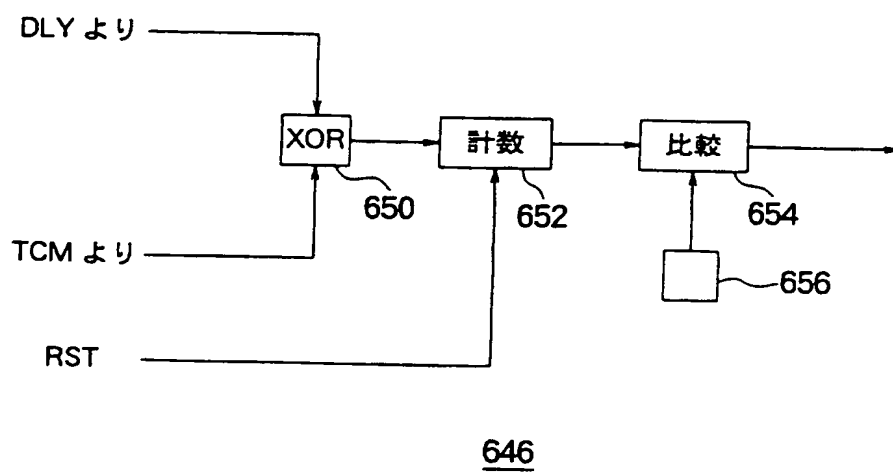


FIG. 19

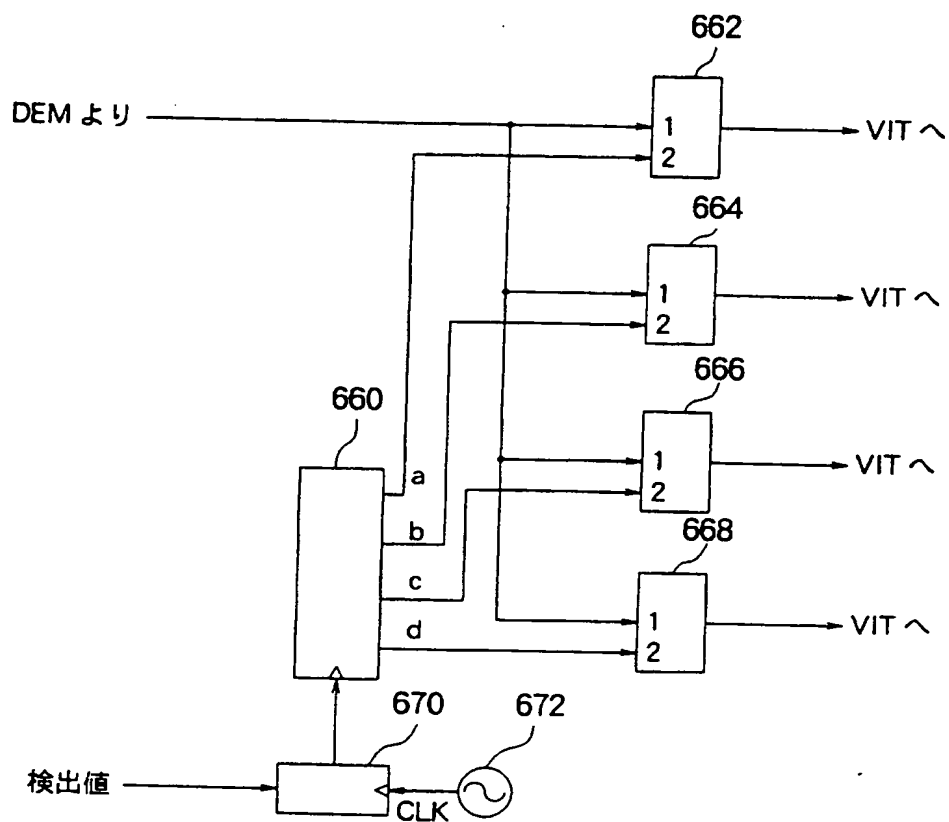
610

FIG. 20

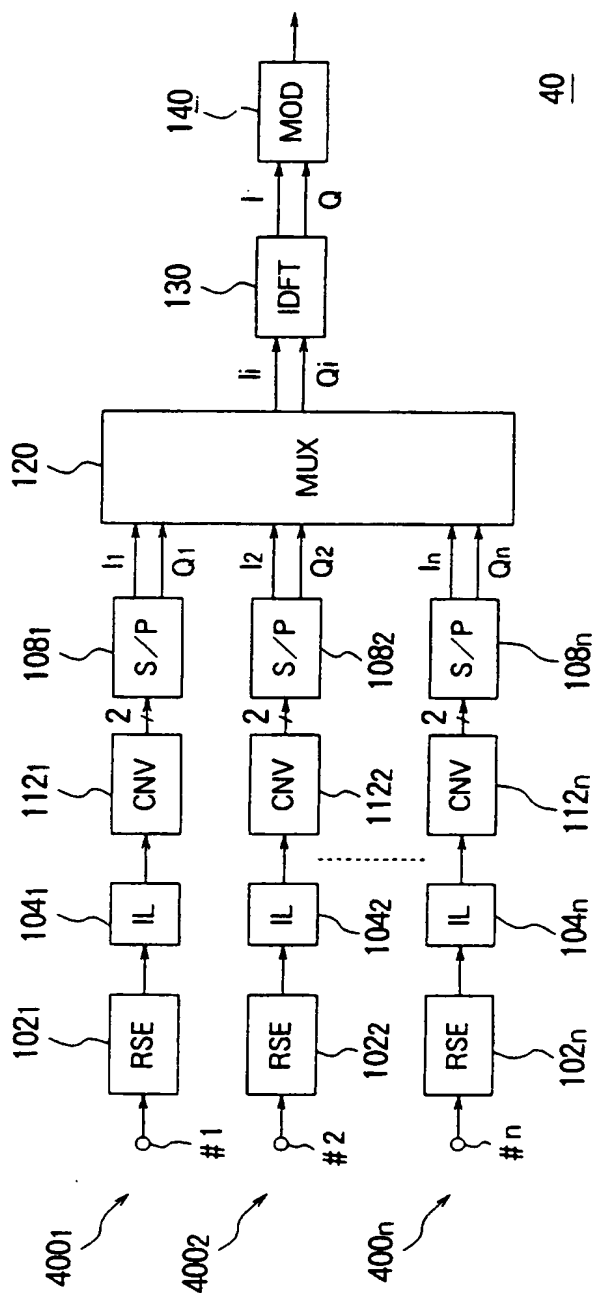


FIG. 21

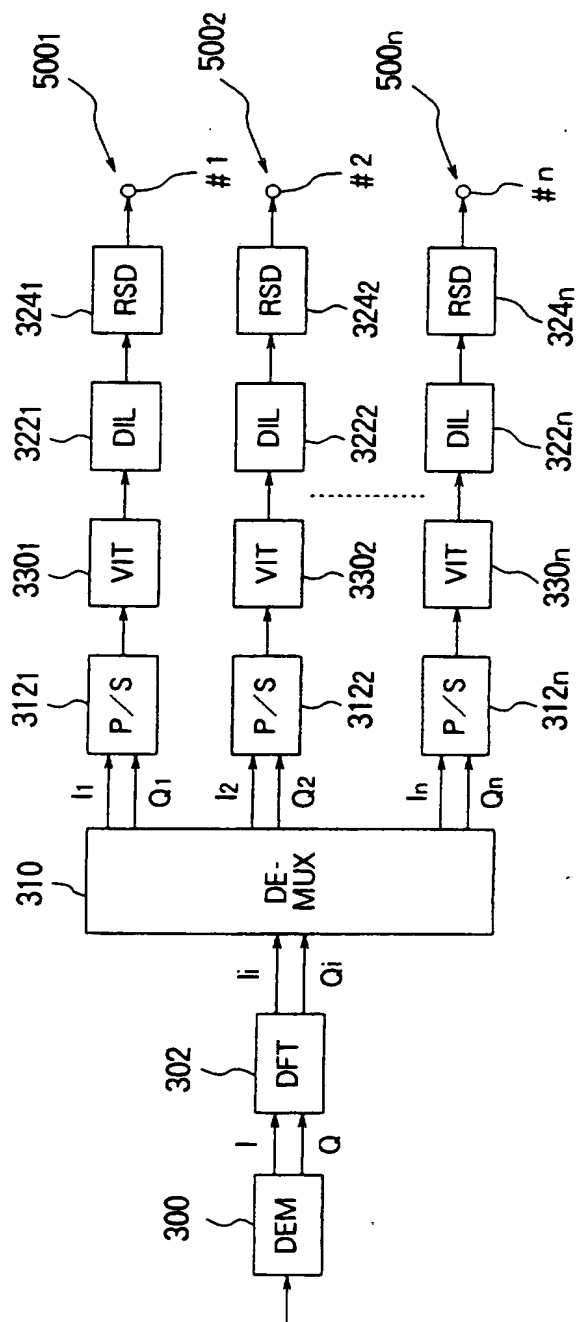
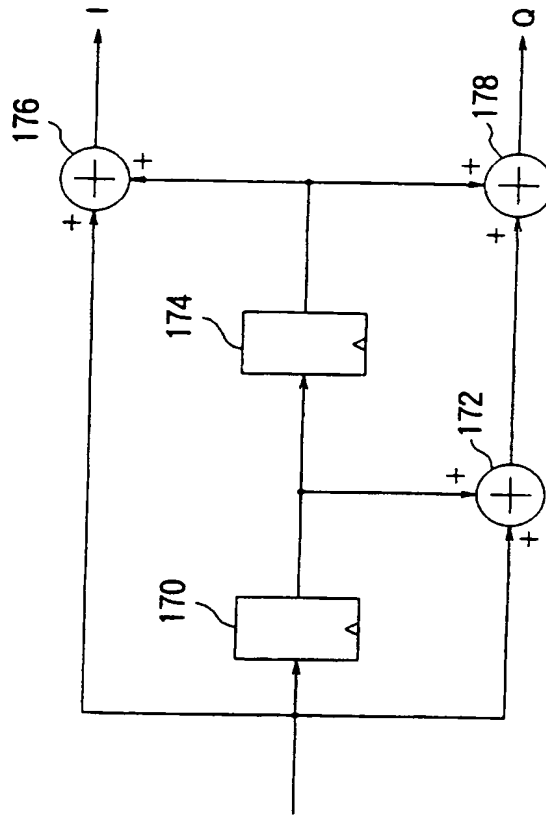


FIG. 22



112i

FIG. 23

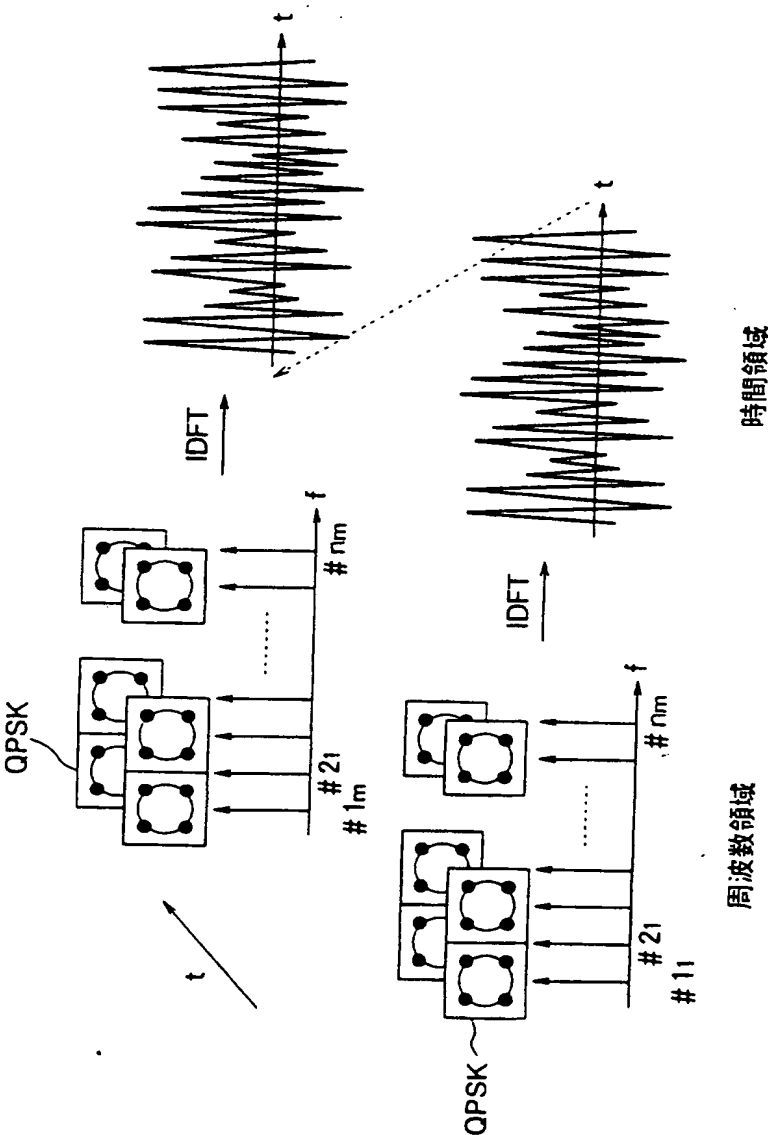


FIG. 24A

FIG. 24B

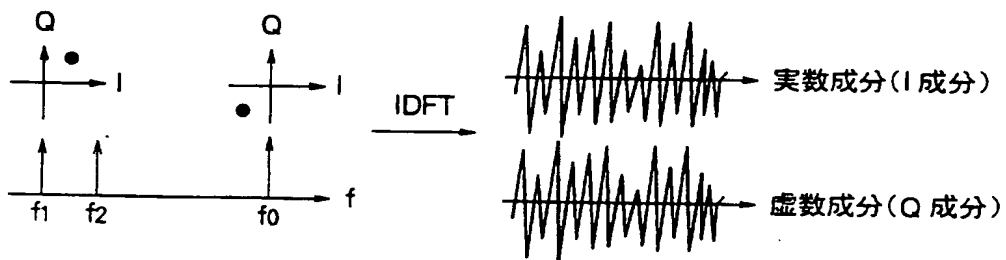


FIG. 24C



FIG. 25

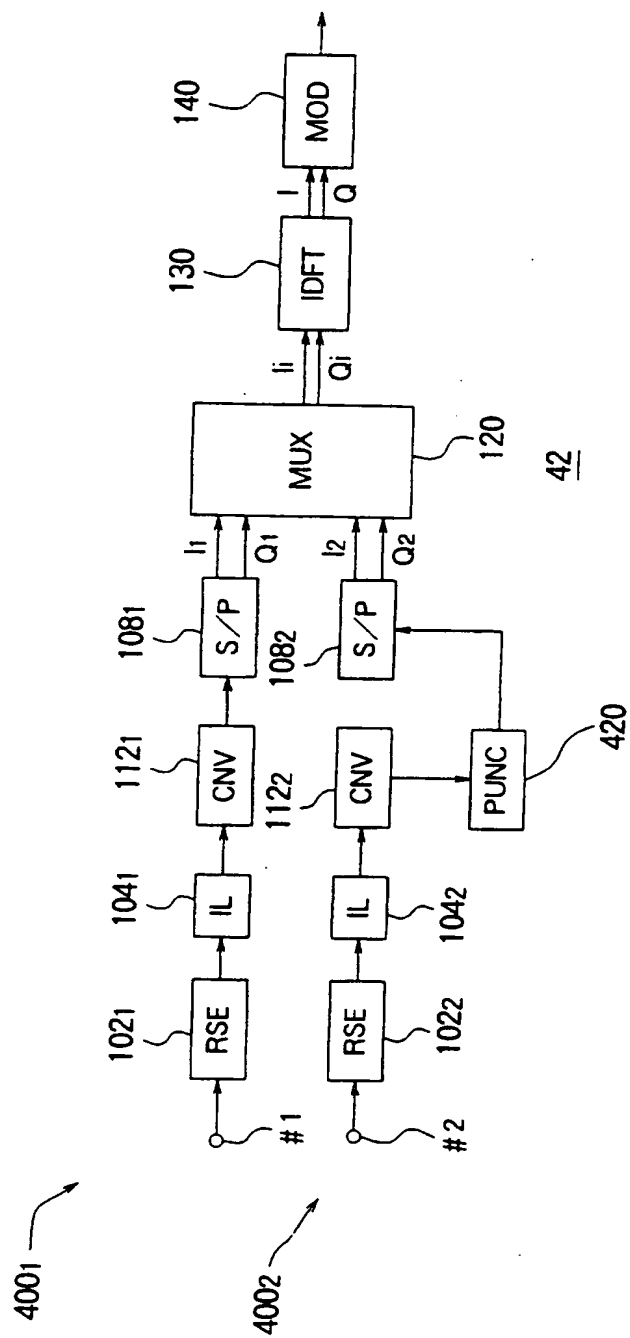




FIG. 26

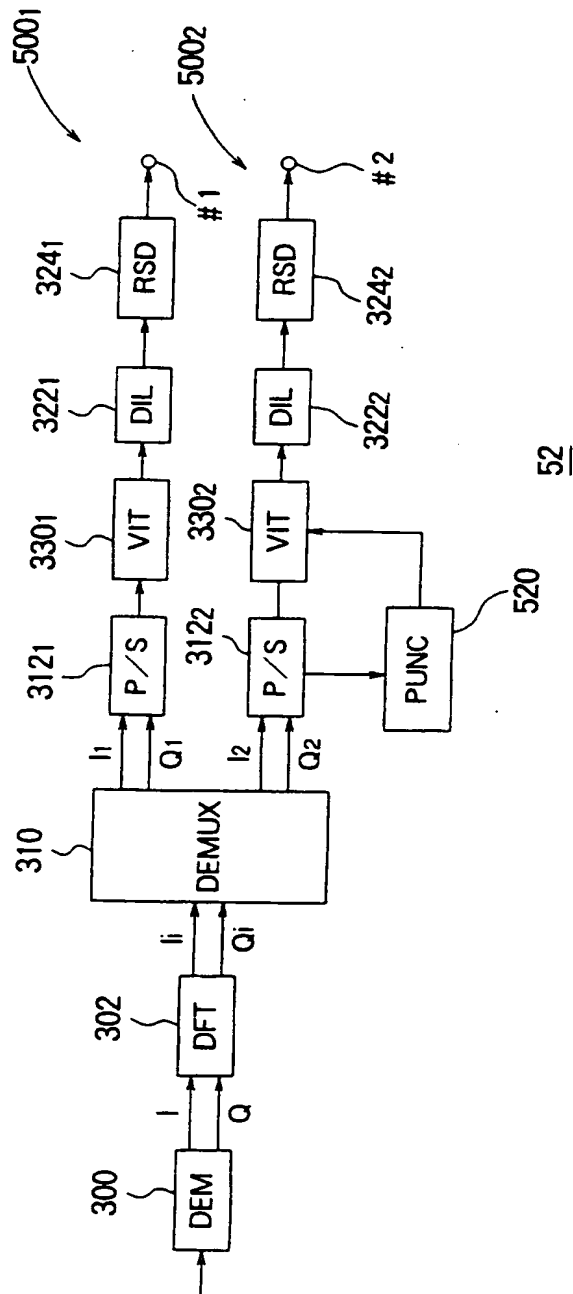


FIG. 27

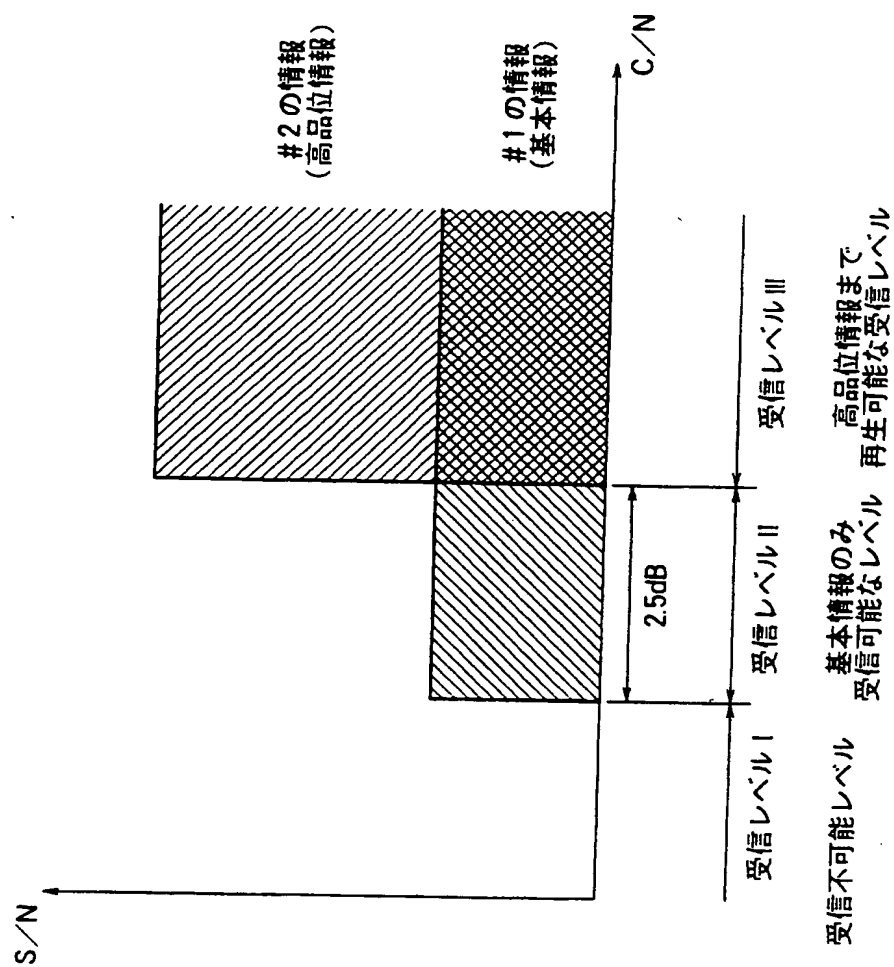
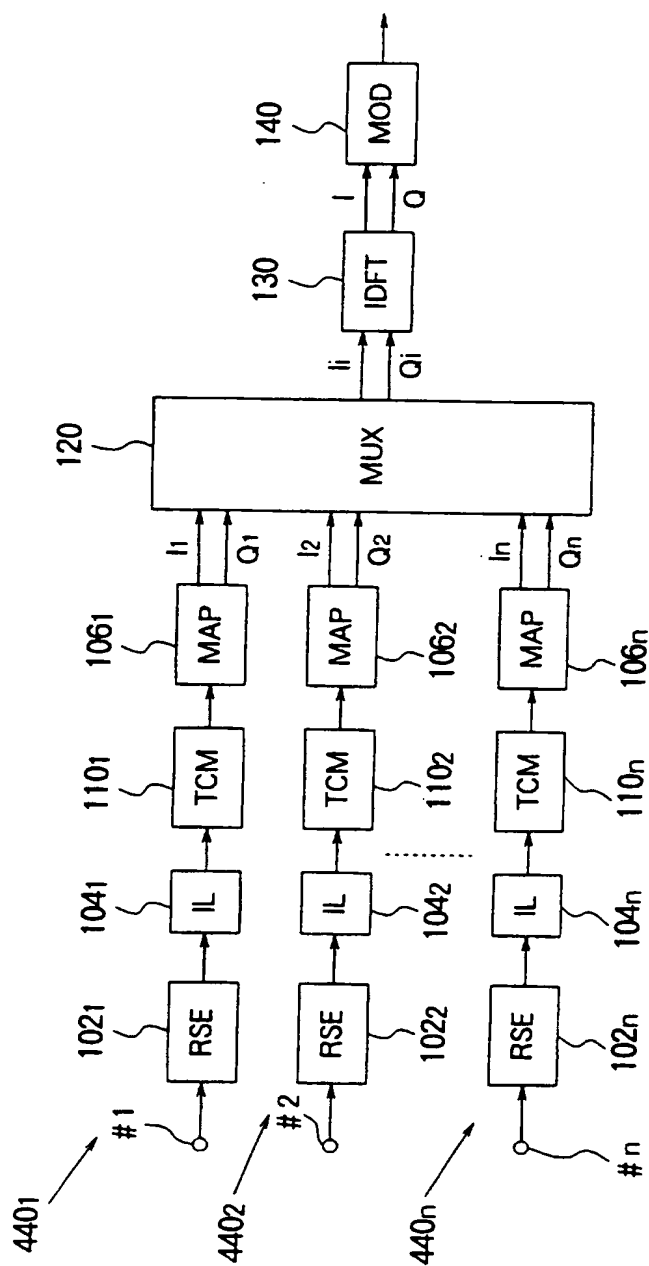


FIG. 28



44

FIG. 29

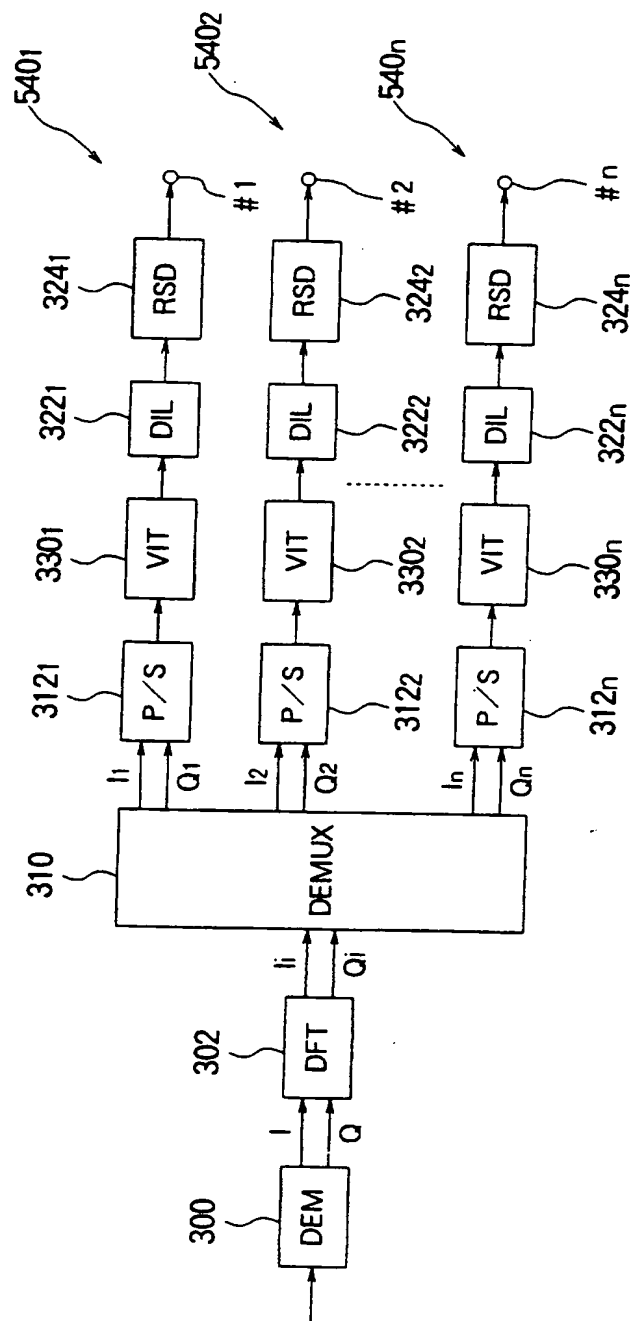


FIG. 30

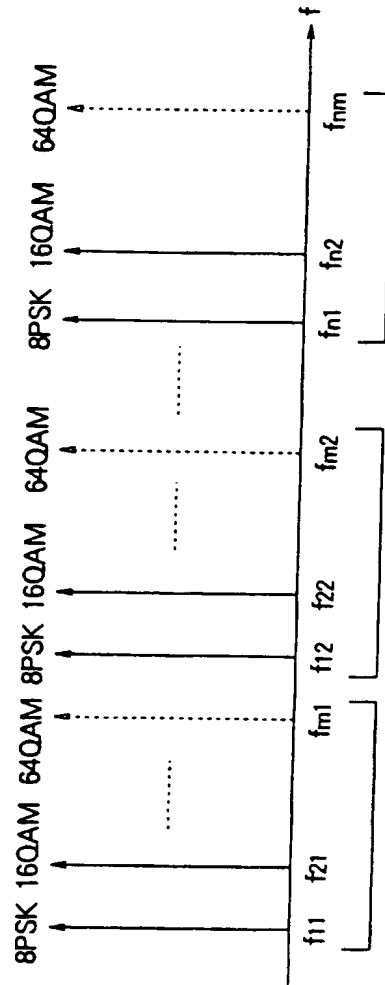


FIG. 31

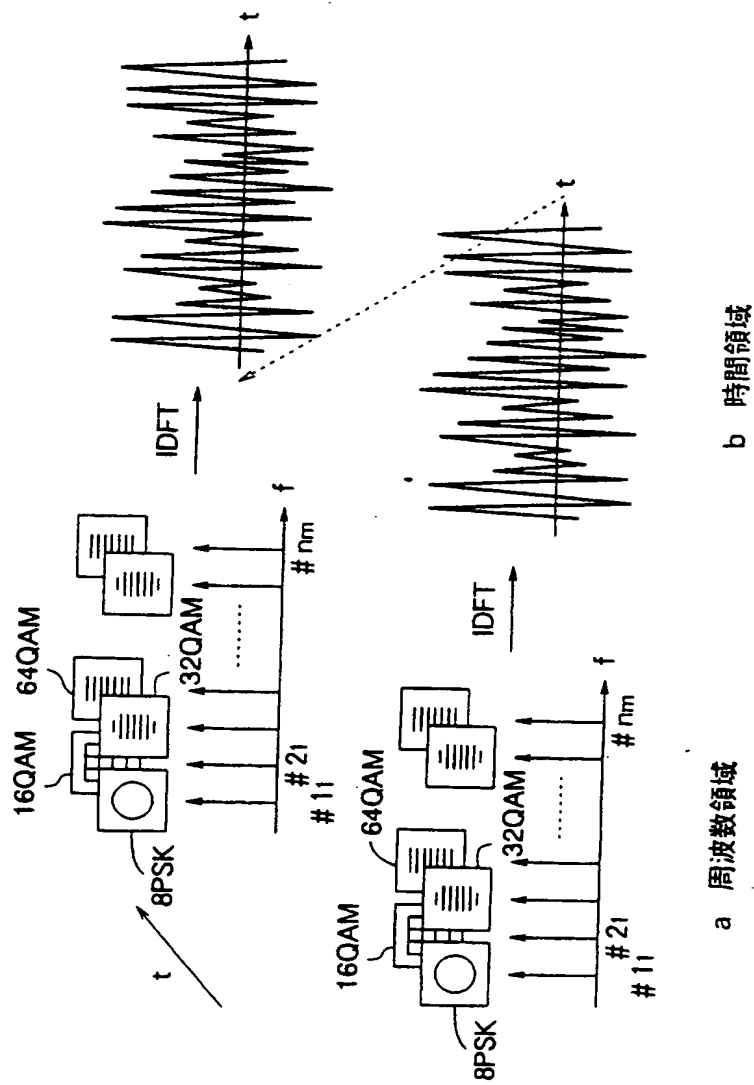
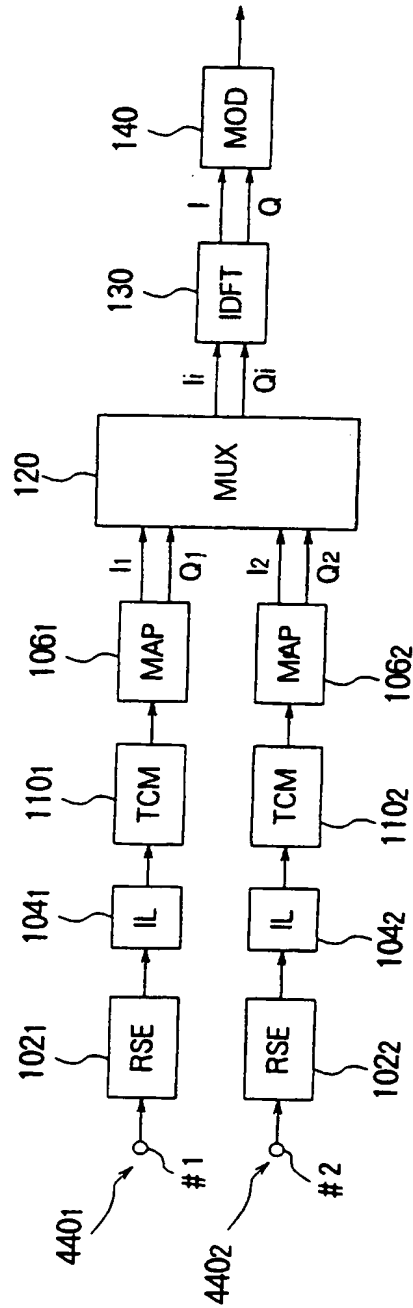
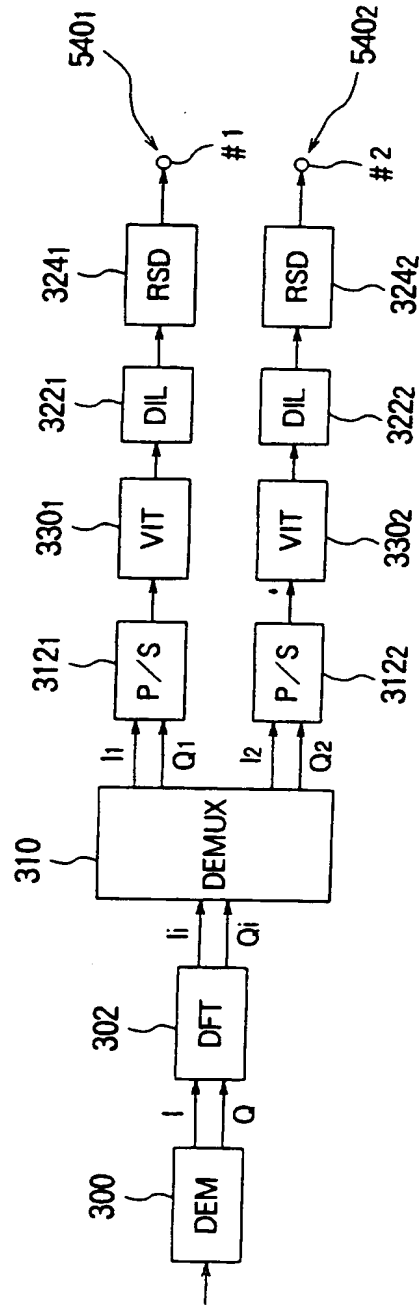


FIG. 32



46

FIG. 33





## 符号の一覧表

- 1, 2…信号伝送システム
- 10, 12, 40, 42, 44, 46…信号送信装置
- 100<sub>1</sub> ~ 100<sub>n</sub>, 400<sub>1</sub> ~ 400<sub>n</sub>, 440<sub>1</sub> ~ 440<sub>n</sub>…符号化回路
- 102<sub>1</sub> ~ 102<sub>n</sub>…リードソロモン符号化回路 (RSE)
- 104<sub>1</sub> ~ 104<sub>n</sub>…インターリーブ回路 (IL)
- 106<sub>1</sub> ~ 106<sub>n</sub>…マッピング回路 (MAP)
- 108<sub>1</sub> ~ 108<sub>n</sub>…S/P変換回路
- 110<sub>1</sub> ~ 110<sub>n</sub>…トレリス符号化回路 (TCM)
- 112<sub>1</sub> ~ 112<sub>n</sub>…CNV回路
- 130…IDFT回路
- 140…変調回路
- 20…通信伝送路
- 30, 32, 62, 50, 52, 54, 56…信号受信装置
- 320<sub>1</sub> ~ 320<sub>n</sub>, 620<sub>1</sub> ~ 620<sub>n</sub>, 500<sub>1</sub> ~ 500<sub>n</sub>, 540<sub>1</sub> ~ 540<sub>n</sub>…復号回路
- 300…復調回路 (MOD)
- 310…分離回路 (DEMOD)
- 312…P/S変換回路
- 330<sub>1</sub> ~ 330<sub>n</sub>…ビタビ復号回路 (VIT)
- 322<sub>1</sub> ~ 322<sub>n</sub>…デインターリーブ回路 (DIL)
- 324 ~ 324<sub>n</sub>…リードソロモン復号回路 (RSD)
- 60…映像処理・表示装置

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP95/01736

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. C1<sup>6</sup> H04L27/00, H04N7/13

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int. C1<sup>6</sup> H04L27/00-27/30, H04N7/13-133

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926 - 1994

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971 - 1994

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	JP, 5-175941, A (Fujitsu Ltd.), July 13, 1993 (13. 07. 93), Full columns	1, 2, 13, 14, 20, 21
Y	JP, 6-205054, A (NEC Corp.), July 22, 1994 (22. 07. 94), Full columns	3, 6, 16, 18, 25, 27
Y	JP, 2-195732, A (Mitsubishi Electric Corp.), August 2, 1990 (02. 08. 90), Full columns	3, 6, 16, 18, 25, 27
Y	JP, 53-144209, A (Mitsubishi Electric Corp.), December 15, 1978 (15. 12. 78), Upper right column, page 2	7, 8, 15, 22, 23
Y	JP, 3-283743, A (Anritsu Corp.), December 13, 1991 (13. 12. 91), Full columns	7, 8, 15, 22, 23

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

## \* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"Z" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

November 17, 1995 (17. 11. 95)

Date of mailing of the international search report

December 12, 1995 (12. 12. 95)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.<sup>8</sup> H04L27/00, H04N7/13

## B. 調査を行った分野

## 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.<sup>8</sup> H04L27/00-27/30, H04N7/13-133

## 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1994年

日本国公開実用新案公報 1971-1994年

## 国際調査で使用了電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	JP, 5-175941, A (富士通株式会社), 13. 7月. 1993 (13. 07. 93), 全欄	1, 2, 13, 14, 20, 21
Y	JP, 6-205054, A (日本電気株式会社), 22. 7月. 1994 (22. 07. 94), 全欄	3, 6, 16, 18, 25, 27
Y	JP, 2-195732, A (三菱電機株式会社), 2. 8月. 1990 (02. 08. 90), 全欄	3, 6, 16, 18, 25, 27

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&amp;」同一パテントファミリー文献

## 国際調査を完了した日

17. 11. 95

## 国際調査報告の発送日

12. 12. 95

## 名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

## 特許庁審査官 (権限のある職員)

菅原道晴

5 K 8 7 2 5

電話番号 03-3581-1101 内線

3555

C (続き). 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP, 53-144209, A (三菱電機株式会社), 15. 12月. 1978 (15. 12. 78), 第2頁右上欄	7, 8, 15, 22, 23
Y	JP, 3-283743, A (アンリツ株式会社), 13. 12月. 1991 (13. 12. 91), 全欄	7, 8, 15, 22, 23